

Universidade Federal de Santa Catarina
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Grupo de Pesquisa em Comunicações

“CÓDIGOS DE DISPERSÃO LINEAR E COMUNICAÇÃO
COOPERATIVA EM CANAIS DE COMUNICAÇÕES SEM
FIO COM REALIMENTAÇÃO LIMITADA”

Aluno: Renato Machado
Orientador: Bartolomeu F. Uchôa Filho

Florianópolis, 20 de agosto de 2008

Renato Machado

Códigos de Dispersão Linear e Comunicação
Cooperativa em Canais de Comunicações sem Fio
com Realimentação Limitada

Florianópolis, 20 de agosto de 2008

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**Códigos de Dispersão Linear e Comunicação
Cooperativa em Canais de Comunicações sem Fio
com Realimentação Limitada**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a obtenção do
grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Renato Machado

Florianópolis, 20 de agosto de 2008

Códigos de Dispersão Linear e Comunicação Cooperativa em Canais de Comunicações sem Fio com Realimentação Limitada

Renato Machado

“Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Comunicação e Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina”

Prof. Bartolomeu F. Uchôa Filho, Ph.D.

Orientador

Prof^a. Katia Campos de Almeida, Ph.D.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Bartolomeu F. Uchôa Filho, Ph.D.

Presidente

Prof. Cecilio José Lins Pimentel, Ph.D.

Prof. Francisco Marcos de Assis, Dr.

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Prof. Richard Demo Souza, Dr.

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Agradecimentos

Aos meus queridos pais, José de Souza Machado e Ana Maria Machado, e aos meus irmãos, Rodrigo Machado e Raphael Machado, pelo carinho e constante apoio;

à minha querida Camilla, pelo apoio, carinho e compreensão;

ao meu orientador e estimado amigo, Bartolomeu F. Uchôa Filho, pela sua dedicação, incentivo e valiosíssima orientação;

aos Professores Cecílio José Lins Pimentel, Francisco Marcos de Assis, Richard Demo Souza e Walter Pereira Carpes Junior pela valiosa participação na banca examinadora;

aos meus grandes amigos Andrei P. Legg, Carlos Cary e Luis Fernando Pozas, por me apoiarem em momentos de dificuldade;

aos Professores Carlos Aurélio F. da Rocha e Leonardo Silva Resende, pela amizade, pelos bons conselhos e pelo bom convívio profissional;

aos meus amigos e colegas de trabalho, pelos momentos de lazer e confraternização;

ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo auxílio financeiro, sem o qual não seria possível o desenvolvimento desta tese;

e a todos aqueles que não foram citados aqui, mas que de alguma forma contribuíram para a realização desta tese,

meus sinceros agradecimentos.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CÓDIGOS DE DISPERSÃO LINEAR E COMUNICAÇÃO COOPERATIVA EM CANAIS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO COM REALIMENTAÇÃO LIMITADA

Renato Machado

Julho/2008

Orientador: Bartolomeu F. Uchôa Filho, Ph.D.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chaves: Comunicações sem fio, códigos de dispersão linear, códigos espaço-temporais de bloco, diversidade cooperativa, otimização iterativa, realimentação limitada, seleção de antenas/códigos.

Número de páginas: xx+119

Nesta tese, dois tipos de sistemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas (MIMO - *multiple-input multiple-output*) e canal de realimentação limitada são considerados. No primeiro tipo, as múltiplas antenas transmissoras estão instaladas em um único transmissor (caso MIMO convencional). Neste caso, propõem-se códigos de dispersão linear (LDCs). O esquema proposto seleciona o LDC, de um conjunto de vários LDCs, que minimiza a probabilidade de erro instantânea com base nas condições instantâneas do canal. A determinação do melhor conjunto de LDCs, ou seja, aquele que minimiza a probabilidade de erro *média*, é descrita como um problema de otimização. No segundo tipo, as múltiplas antenas transmissoras estão localizadas em diferentes nós de uma rede sem fio, cada nó sendo equipado com uma única antena (caso MIMO distribuído). Assim, propõe-se um esquema de diversidade cooperativa para um sistema de comunicação que consiste em N_T nós cooperadores que recebem $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits de realimentação do nó destino com informação sobre o estado do canal. Esta informação é usada apropriadamente para se obter ganhos de diversidade cooperativa e de razão sinal-ruído. Um receptor

linear simples e um receptor com cancelamento de interferência são propostos. Mostra-se que seus desempenhos de erro são muito próximos do desempenho do receptor de máxima verossimilhança. Um limitante superior para a probabilidade de erro média de bit para a modulação BPSK em canais com desvanecimento é derivado. Para ambos os tipos de sistemas de comunicação sem fio, os esquemas propostos apresentam melhor desempenho de erro do que esquemas já existentes na literatura.

Abstract of Ph.D. dissertation presented to UFSC in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

LINEAR DISPERSION CODES AND COOPERATIVE COMMUNICATION ON WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS WITH LIMITED FEEDBACK

Renato Machado

July/2008

Advisor: Bartolomeu F. Uchôa Filho, Ph.D.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing

Keywords: Antenna/code selection, cooperative diversity, iterative optimization, limited feedback channel, linear dispersion codes, space-time block codes, wireless communications.

Number of pages: xx+119

In this Ph.D. dissertation, two types of wireless communications systems with multiple antennas (MIMO) and limited channel feedback are considered. In the first type, the multiple antennas are installed in a single transmitter (conventional MIMO case). In this case, linear dispersion codes (LDCs) are proposed. The proposed scheme selects the LDC from a set of various LDCs that minimizes the instantaneous error probability based on the instantaneous channel conditions. The determination of the best set of LDCs, i.e., the one that minimizes the *average* error probability, is described as a constrained optimization problem. In the second type, the multiple transmit antennas are located at different nodes of a wireless network, each node being equipped with a single antenna (distributed MIMO case). In this case, a cooperative diversity scheme is proposed for a communication system consisting of N_T cooperating nodes that receive $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ feedback bits from the destination node with channel state information. This information is used appropriately to obtain cooperative diversity and signal-to-noise ratio gains. A simple linear receiver and an interference canceling receiver are proposed. It

is shown that their error performance are quite close to the maximum likelihood detector performance. An upper bound for the average bit error probability for BPSK modulation over Rayleigh fading channel is derived. For both types of wireless communication systems, the proposed schemes present better performance as compared to schemes existing in the literature.

Sumário

Sumário	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Abreviaturas	xvii
Lista de Símbolos	xix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	7
1.2 Contribuições	8
1.3 Organização da Tese	10
1.3.1 Parte I: Transmissão Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Convencional	10
1.3.2 Parte II: Comunicação Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Distribuído	11
I Transmissão Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Convencional	12
2 Códigos Espaço-Temporais de Bloco	13

2.1	Modelo do Canal MIMO Convencional	13
2.2	O Esquema Clássico da Combinação de Máxima Razão na Recepção .	15
2.3	Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais	17
2.4	Códigos Espaço-Temporais de Bloco Não-Ortogonais	20
3	Alguns Esquemas de Transmissão Assistida por Realimentação com	
	Códigos Espaço-Temporais de Bloco	22
3.1	Seleção de Antenas na Transmissão com STBCs	22
3.1.1	Considerações Sobre o Custo do Transmissor	23
3.1.2	STBCs com Pré-Codificação Linear	23
3.1.3	Abordagem Geral para Esquemas TAS	25
3.1.4	Exemplos de Projetos	25
3.1.5	Análises das SNRs Médias	28
3.2	Códigos Grupo-Coerentes	32
3.2.1	Exemplo de um Código Grupo-Coerente	33
3.3	Códigos Grupo-Coerentes Generalizados	34
3.3.1	Exemplo de um GGCC	35
3.4	Resultados de Simulação	37
3.5	Comentários	42
4	Proposta de Códigos de Dispersão Linear para Transmissão	
	Assistida por Realimentação	44
4.1	Códigos de Dispersão Linear	45
4.2	Modelo do Canal MIMO Empregando-se Códigos de Dispersão Linear	45
4.3	Exemplos de LDCs	47
4.4	Apresentação da Proposta via um Problema de Otimização	50
4.5	Otimização Iterativa	53
4.6	Bons Conjuntos de LDCs para Parâmetros Seleccionados	55
4.7	Resultados de Simulação	60
4.8	Comentários	64

II	Comunicação Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Distribuído	69
5	Comunicação Cooperativa	70
5.1	Cooperação em Sistemas de Comunicação sem Fio	70
5.2	Diversidade Cooperativa	72
5.3	Modelo do Sistema	73
5.4	Exemplos de Algoritmos com Relay	75
5.5	Exemplo de Um Esquema de Transmissão de Diversidade Cooperativa Espácio-Temporal	78
5.5.1	Modelo do Sistema	78
5.5.2	Esquema de Diversidade Cooperativa com o Código de Alamouti	79
5.5.3	Detecção	80
5.5.4	Resultados de Simulação	80
6	Proposta de um Esquema de Diversidade Cooperativa com Conhecimento Parcial do Canal nos Nós Cooperadores	83
6.1	Modelo do Sistema	84
6.2	Esquema de Diversidade Cooperativa Proposto para $N_T = 2$ Nós Transmissores com Um Bit de Realimentação	85
6.2.1	O Transmissor	86
6.2.2	Recepção de Máxima Verossimilhança	87
6.2.3	Receptor Alternativo de Baixa Complexidade	88
6.3	Análise de Desempenho de Erro sob a Condição de Canais Interusuários Ideais (Caso $N_T = 2$)	90
6.4	Novo Esquema de Diversidade Cooperativa para $N_T > 2$ Nós Transmissores com $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ Bits de Realimentação	93
6.5	Análise de Desempenho de Erro sob a Condição de Canais Inter-Usuários Não Ideais	94
6.5.1	$N_T = 2$ Nós Transmissores	95

6.5.2	Generalização da Expressão da BER para $N_T > 2$ Nós	
	Transmissores	96
6.6	Resultados de Simulação	98
6.7	Comentários	102
7	Conclusão e Trabalhos Futuros	104
	Apêndice	107
	Referências Bibliográficas	110

Lista de Figuras

2.1	O Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)	15
3.1	As CDFs de $\gamma_{TAS/híbrido-2}$ (linhas contínuas) e de $\gamma_{TAS/A}$ (linhas tracejadas) para (a) $M_T = 3$, (b) $M_T = 4$, (c) $M_T = 5$, e (d) $M_T = 6$ antenas transmissoras, e $\gamma_0 = 1$ (0 dB). As linhas verticais indicam as SNRs médias. $M_R = 1$	30
3.2	As CDFs de $\gamma_{TAS/híbrido-2}$ (linhas contínuas) e de $\gamma_{TAS/T}$ (linhas tracejadas) para (a) $M_T = 3$, (b) $M_T = 4$, (c) $M_T = 5$, e (d) $M_T = 6$ antenas transmissoras, e $\gamma_0 = 1$ (0 dB). As linhas verticais indicam as SNRs médias. $M_R = 1$	31
3.3	BER dos esquemas TAS/EA3, TAS/A, TAS/EA123, TAS/T, TAS/híbrido-1p, e TAS/híbrido-2, para modulação BPSK, $M_T = 6$ e $M_R = 1$	38
3.4	BER dos esquemas TAS/híbrido-2 ($M_t^k = 1$ ou 3) e TAS/A ($M_t^k = 2$) para modulação BPSK, $M_T = 3, \dots, 6$, e $M_R = 1$. Diversidade completa (i.e., ordem M_T) é alcançada como se todas antenas transmissoras fossem utilizadas.	39
3.5	BER para diversos esquemas com 3 bits de realimentação e modulação BPSK.	40
3.6	BER para dois esquemas com 2 bits de realimentação e modulação BPSK.	41

3.7	BER para o esquema GGCC/trivial obtidas para o caso de $M_T = 4$, $M_R = 1$, taxa de transmissão unitária, modulação BPSK, considerando diferentes quantizações para θ	42
4.1	Esquema de transmissão MIMO considerando códigos de dispersão linear.	51
4.2	BER dos esquemas TAS/T e CS/LDC-T-B, ($b_f = 1$). $M_T = 2$ e $M_R = 1$	63
4.3	BER dos esquemas GBLP-2, CS/LDC-T-Q, ($b_f = 2$). $M_T = 2$ e $M_R = 1$	64
4.4	BER dos esquemas GBLP-3, CS/LDC-T-8, ($b_f = 3$) e formatação de feixe ótima. $M_T = 2$ e $M_R = 1$	65
4.5	BER dos esquemas TAS/A, TAS/T, GBLP-4 e CS/LDC-T-BB, para $b_f = 2$. $M_T = 3$, $M_R = 1$	66
4.6	BER dos esquemas TAS/híbrido-2, GBLP-5 e CS/LDC-T-BQ, para $b_f = 3$. $M_T = 3$, $M_R = 1$	67
4.7	BER dos esquemas HS 3Tx 4Fb e CS/LDC-T-QQ, para $b_f = 4$, e formatação de feixe ótima. $M_T = 3$, $M_R = 1$	68
5.1	O canal relay com três nós: O nó fonte N_S , o nó relay N_R e o nó destino N_{D_0}	71
5.2	Esquema de transmissão cooperativa: (a) nós <i>relay</i> em paralelo e (b) nós <i>relay</i> em série.	72
5.3	Diagrama de blocos do esquema de cooperação com o código de Alamouti.	78
5.4	BER versus SNR para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti considerando-se diferentes valores para o fator Riciano K para os canais com desvanecimento Rice.	81
6.1	Diagrama de blocos do esquema de cooperação proposto com $N_T \geq 2$ nós transmissores.	84

6.2	Diagrama de blocos do esquema de cooperação proposto com $N_T = 2$ nós transmissores.	85
6.3	\hat{s}_1 sob a condição de $P_+ \geq 16P_-$ e modulação BPSK.	92
6.4	BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti (sem bit de realimentação) considerando-se canais interusuários ideais. A alocação de potência adotada é de $P_+ = 0,95$	99
6.5	BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa com o código G4 (sem bit de realimentação). $N_T = 4$, ISNR= 25 dB, $K = 20$ dB e $P_+ = 0,95$	100
6.6	BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa com o receptor ICD (curvas tracejadas) e para os limitantes superiores (curvas contínuas), considerando-se $N_T = 2, 3, 4$ e 5. Fator Riceano $k = 20$ dB e ISNR = 25 dB.	101
6.7	BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa com o receptor ICD (curvas contínuas) e com o detector LD (curvas pontilhadas), considerando-se $N_T = 2, 3, 4$ e 5. Fator Riceano $k = 20$ dB e ISNR = 25 dB.	102
6.8	BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti (sem bit de realimentação) considerando-se canais interusuários não ideais. A alocação de potência adotada para o novo esquema é de $P_+ = 0,95$ para $\gamma_0 \leq 7$ dB, de $P_+ = 0,90$ para 18 dB $\geq \gamma_0 > 7$ dB e de $P_+ = 0,85$ para $\gamma_0 \leq 18$ dB.	103

Lista de Tabelas

3.1	Comparação dos Esquemas com $M_T = 4$ e 3 bits de realimentação. . .	37
3.2	Comparação dos Esquemas com $M_T = 4$ e 2 bits de realimentação. . .	37
4.1	Conjunto de códigos do esquema GBLP-2, para $M_T = 2$ e $b_f = 2$ bits de realimentação.	61
4.2	Conjunto de códigos do esquema GBLP-3, para $M_T = 2$ e $b_f = 3$ bits de realimentação.	61
4.3	Conjunto de códigos do esquema GBLP-4, para $M_T = 3$ e $b_f = 2$ bits de realimentação.	62
4.4	Conjunto de códigos do esquema GBLP-5, para $M_T = 3$ e $b_f = 3$ bits de realimentação.	62
5.1	Esquema de Diversidade Cooperativa com o Código de Alamouti . . .	79
6.1	Esquema de Transmissão	87

Lista de Abreviaturas

AWGN	Addictive white Gaussian noise
BER	Bit error rate
bps	Bits por segundo
BPSK	Binary phase shift keying
CDMA	Coding division multiple access
CS	Code selection
CSI	Channel state information
CDF	Cumulative distribution function
EGC	Equal gain combining
EGT	Equal gain transmission
GCC	Group-coherent code
GGCC	Generalized group-coherent code
ICD	Interference canceling detector
ISNR	Inter-user SNR
i.i.d.	Independentes e identicamente distribuídas
LDC	Linear dispersion code

LD	Linear detector
MISO	Multiple-input single-output
MIMO	Multiple-input multiple-output
MRC	Maximum ratio combine
ML	Maximum likelihood
MLD	Maximum likelihood detector
MRT	Maximum ratio transmission
NOSTBC	Non-orthogonal space-time block code
OSTBC	Orthogonal space-time block code
PDF	Probability density function
PEP	Pairwise error probability
PSK	Phase shift keying
PDC	Propriedade do desacoplamento do canal
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quaternary phase shift keying
RF	Rádiofrequência
SDC	Selection diversity combining
SNR	Signal-to-noise ratio
SIMO	Single-input multiple-output
STTC	Space-time trellis code
STBC	Space-time block code
T	Trivial
TAS	Transmit antenna selection
TDMA	Time division multiple access

Lista de Símbolos

$\arg \min$	Argumento mínimo
$\arg \max$	Argumento máximo
$*$	Conjugado complexo
N_0	Densidade espectral de potência do ruído
$\det(\cdot)$	Determinante de uma matriz
E_b	Energia média de bit
E_s	Energia de símbolo
$\lceil x \rceil$	Menor inteiro igual ou superior a x
\mathbf{H}	Matriz ganho do canal
I_{M_T}	Matriz identidade de ordem M_T
$ s $	Módulo do número s (real ou complexo)
\gg	Muito maior que
$\ \cdot\ ^2$	Norma de Frobenius quadrática
N_S	Nó fonte
N_R	Nó <i>relay</i>
N_{D_0}	Nó destino

b_f	Número de bits de realimentação
M_R	Número de antenas receptoras
M_T	Número de antenas transmissoras
N_D	Número de nós destino
N_T	Número de nós transmissores
$(\cdot)^{\mathcal{H}}$	Operação Hermitiano (conjugado transposto)
$(\cdot)^T$	Operação transposto
$\Re\{\cdot\}$	Parte real
$\Im\{\cdot\}$	Parte imaginária
P_e	Probabilidade de erro
P_{out}	Probabilidade <i>outage</i>
\prod	Produtório
γ_0	Razão sinal-ruído
\sum	Somatório
$\text{Tr}(\cdot)$	Traço de uma matriz
$ \cdot $	Valor absoluto

Introdução

Garantir a confiabilidade da transmissão em sistemas de comunicação sem fio é essencial para atender à demanda atual de serviços oferecidos pelas operadoras de telefonia móvel, bem como para atender àqueles que serão oferecidos pelos *sistemas de 4ª geração* [1, 2]. Uma maneira muito eficiente de melhorar o desempenho de erro em sistemas radiomóvel é aplicando-se o conceito de diversidade espacial.

Sistemas com múltiplas antenas no transmissor e múltiplas antenas no receptor (MIMO) (*multiple-input multiple-output*) podem explorar a dimensão espacial para alcançar altas taxas de transmissão e/ou melhorar o desempenho de erro em canais com desvanecimento. Para sistemas de comunicações sem fio com uma única antena transmissora e múltiplas antenas receptoras (SIMO) (*single-input multiple-output*), técnicas como diversidade de combinação de seleção (SDC) (*selection diversity combining*), combinação de mesmo ganho (EGC) (*equal gain combining*), e combinação de máxima razão (MRC) (*maximum ratio combining*) vêm sendo consideradas para se obter diversidade. Uma maneira de obter os benefícios da dimensão espacial para canais de comunicação sem fio é através do uso de códigos espaço-temporais [3, 4], que não requerem conhecimento do canal no transmissor.

Códigos de dispersão linear (LDCs) (*linear dispersion codes*), introduzidos em [5], são bons candidatos para transmissão de dados em sistemas MIMO que requerem alta taxa de transmissão. As palavras-código transmitidas por um LDC são formadas pelas combinações lineares, nas dimensões tempo e espaço, de certas

matrizes de dispersão, sendo os símbolos de dados transmitidos os coeficientes dessas combinações. A maioria dos LDCs é projetada para otimizar a informação mútua média, logo eles não garantem um bom desempenho de erro [6]. Porém, recentemente, Wang *et al.* [7] consideraram o projeto de LDCs com o propósito de minimizar a probabilidade de erro média. Eles chamaram a atenção para o fato de que uma fórmula explícita para a probabilidade de erro não existe para esse problema. Portanto, nenhum método de otimização analítico pode ser considerado. Em vez disso, eles propuseram um método de otimização baseado em simulação. Os esquemas apresentados em [5–7] foram projetados para sistemas MIMO sem canal de realimentação.

Para canais MISO (*multiple-input single-output*) ou MIMO, o desempenho pode ser consideravelmente melhorado se existir um canal de realimentação [8, 9], de tal maneira que a informação do estado do canal (CSI) (*channel state information*), isto é, os coeficientes dos desvanecimentos, passem a ser conhecidos pelo transmissor, viabilizando a aplicação da técnica conhecida como formatação de feixe ótima (*optimal beamforming*) [10]. Se a CSI é perfeitamente conhecida no transmissor, então a transmissão de máxima razão (MRT) (*maximum ratio transmission*) [11] se dá através da formatação de feixe ótima. Se o transmissor não tiver informação suficiente para ajustar de forma apropriada as amplitudes dos sinais transmitidos, então a transmissão com mesmo ganho (EGT) (*equal gain transmission*) [12] com qualquer esquema de combinação (SDC, EGC or MRC) na recepção alcança ordem de diversidade completa em canais MIMO com desvanecimento plano.

Todavia, a existência de um canal de realimentação limitado, consistindo em apenas alguns poucos bits de realimentação, é uma suposição muito mais realista. Essa situação requer alguma forma de quantização, quer da CSI, quer da vetorização de formatação de feixe. A aproximação mais usada é uma que define um conjunto finito de possíveis vetores de formatação de feixe, conhecidos tanto pelo transmissor quanto pelo receptor, e este último, baseado na CSI, precisa somente informar, através de um canal de realimentação, o *rótulo* do melhor vetor de formatação de feixe. O estudo e a análise dos métodos de quantização para canais MIMO com

realimentação limitada é um problema que vem sendo bastante estudado [13–17].

Em [15], o problema de projeto de códigos para canais MIMO com realimentação limitada mostrou-se ser equivalente ao problema de empacotamento de subespaços unidimensionais, conhecido por empacotamento Grassmanniano de linhas (*Grassmannian line packing*). Embora a técnica de formatação de feixe Grassmanniana alcance diversidade completa para o caso de canais com desvanecimento Rayleigh, nenhum algoritmo prático para construção dos códigos foi desenvolvido. Uma contribuição importante em [15] foi a derivação de um limitante inferior para o número de bits de realimentação necessários para se obter diversidade completa. Em particular, para M_T antenas transmissoras, no mínimo, $\log_2(M_T)$ bits são requeridos.

O problema de quantização de vetores de formatação de feixe envolvendo a técnica EGT (Q-EGT) foi proposto primeiramente em [14], e recentemente estudado por Murthy e Rao [16]. Em [16], uma abordagem de quantização vetorial do Q-EGT foi considerada, e um algoritmo baseado no algoritmo de Lloyd generalizado foi apresentado. Este algoritmo converge para um código que é, possivelmente, um ótimo local no sentido de maximização da capacidade. Os resultados teóricos, desenvolvidos em [16], são válidos ou quando a razão sinal-ruído (SNR) é muito alta ou quando ela é muito baixa, e progressivamente se tornam mais acurados conforme se aumenta o número de bits de realimentação.

Em [17], os autores derivaram um limitante inferior para a probabilidade *outage*, válido para qualquer conjunto finito de formatadores de feixe (quantizados). Com esse resultado, tornou-se possível caracterizar o ganho que cada bit de realimentação proporciona, e mostrar quão próximo o resultado se torna do caso ideal (CSI perfeita), conforme o número de bits de realimentação é aumentado.

Além das contribuições teóricas sobre esse tema, um grande número de projetos práticos para canais de comunicação MIMO com realimentação limitada foi proposto, uma boa parte deles tendo como objetivo a minimização da probabilidade de erro instantânea, ou, equivalentemente, a maximização da SNR [18–30].

Gore e Paulraj [18] propuseram um esquema de transmissão assistida por

realimentação que considera o emprego de códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) (*space-time block codes*). Nesse esquema, realiza-se a transmissão dos símbolos de informação com um STBC através do melhor subconjunto de antenas transmissoras, selecionadas de um conjunto de $M_T \geq 3$ antenas transmissoras, em que o critério de seleção é aquele que minimiza a probabilidade de erro instantânea, ou, equivalentemente, maximiza a SNR instantânea. Eles mostraram que a ordem de diversidade igual a M_T é alcançada, como se todas as antenas transmissoras fossem utilizadas.

Chen *et al.* [24] apresentaram a solução analítica da probabilidade de erro para o então chamado esquema de seleção de antena transmissora/combinção de máxima razão na recepção (TAS/MRC) (*transmit antenna selection/maximal-ratio combining scheme*). Nesse esquema, uma única antena transmissora é selecionada de um conjunto de $M_T \geq 2$ antenas transmissoras. Mais uma vez, obtém-se diversidade na transmissão com ordem igual a M_T . Eles mostraram que quando o sistema é provido de um canal de realimentação e somente códigos espaço-temporais de bloco ortogonais (OSTBCs) (*orthogonal space-time block codes*) são considerados, o OSTBC que provê a maior SNR é aquele que faz uso de apenas uma única antena transmissora.

Seguindo essa mesma linha de pesquisa, idéias semelhantes foram propostas por Machado e Uchôa-Filho em [25] e refinadas posteriormente em [26, 27]. Nesses trabalhos, foi proposto um esquema híbrido de seleção antena/código na transmissão que escolhia a partir de uma lista de STBCs (ortogonais e não-ortogonais) o melhor código para ser utilizado com um certo subconjunto de antenas transmissoras, baseado nos valores dos coeficientes instantâneos dos desvanecimentos. Nesta mesma direção, os chamados códigos grupo-coerentes (GCCs) (*group-coherent codes*) foram propostos por Akhtar e Gesbert para $M_T = pM$ antenas transmissoras e $p - 1$ bits de realimentação [28, 29]. Em [30], os GCCs foram generalizados por Machado *et al.*, resultando em um melhor desempenho de erro em sistemas com $(p - 1) \log_2(r)$ bits de realimentação, onde r é um número positivo e potência de 2.

Outro cenário de comunicação sem fio considerado atualmente é aquele em que

os transmissores são muito pequenos e não permitem a instalação de múltiplas antenas. Para superar essa limitação, esquemas de comunicação cooperativa vêm sendo propostos [31, 32]. A idéia básica por trás da comunicação cooperativa reside na observação de que, em um ambiente de comunicação sem fio, o sinal transmitido pelos nós fonte são ocasionalmente “ouvidos” por outros nós, os quais podem ser vistos como “parceiros”. A fonte e seus parceiros podem conjuntamente processar e transmitir suas informações, criando assim uma “rede virtual de antenas”, embora cada um desses nós seja equipado com apenas uma única antena. É o chamado caso MIMO distribuído.

Desde o trabalho de Sendonaris *et al.* [31, 32], o interesse em comunicação cooperativa começou a crescer. Sendonaris *et al.* propuseram algoritmos de cooperação para sistemas de transmissão do tipo CDMA (*code-division multiple-access*), em que cada unidade móvel decodifica e repassa um certo número de bits recebidos de seu parceiro. Também contribuindo para o aumento do interesse nessa área, Laneman *et al.* [33] apresentaram o primeiro trabalho em comunicação cooperativa considerando certos aspectos da teoria da informação, examinando regiões de taxas de transmissão alcançáveis e probabilidades *outages*. Em [33], mostrou-se que tanto a técnica “amplifica e encaminha” (*amplify-and-forward*) quanto métodos adaptativos alcançam ordem de diversidade igual a dois para sistemas de cooperação com dois usuários. Laneman *et al.* [34] também sugeriram o emprego de STBCs “convencionais” (originalmente proposto em [3, 35]) em um cenário “distribuído” de cooperação.

Paralelamente a [34], uma abordagem alternativa, chamada de cooperação codificada, foi proposta em [36], em que a transmissão cooperativa é integrada à codificação de canal. Em [36], a idéia é que cada usuário, em vez de repetir os bits recebidos (ou via amplificação, ou via decodificação), tente enviar alguma redundância adicional para o(s) seu(s) parceiro(s). A maioria dos trabalhos em que os nós cooperadores atuam tanto como fontes de dados quanto como *relays* é para esquemas de transmissão do tipo CDMA ou TDMA (*time-division multiple-access*).

Um sistema de comunicação sem fio pode obter significantes melhorias em

desempenho quando o conhecimento do canal é disponibilizado nos transmissores [18, 37, 38]. Em [39, 40], um canal de realimentação é usado para se explorar cooperação. Ahmed *et al.* [41] consideraram métodos práticos para aproximar os limites de desempenho teóricos em um canal *relay* com desvanecimento, sob diferentes considerações sobre o conhecimento do estado do canal no transmissor, para um cenário típico com canal *relay* (i.e., fonte-*relay*-destino). Objetivando-se explorar plenamente os benefícios de uma transmissão cooperativa, deve-se explorar o canal de realimentação sempre que este estiver disponível.

Na sequência deste capítulo, apresentam-se os objetivos e as contribuições desta tese de doutorado, bem como a organização do restante deste documento.

1.1 Objetivos

O objetivo da primeira parte desta tese é determinar a constelação de códigos de dispersão linear (LDCs) (*linear dispersion codes*) que minimizará a probabilidade de erro média, considerando-se um sistema de comunicação sem fio, com $M_T \geq 2$ antenas transmissoras, M_R antenas receptoras e um canal de realimentação limitado. Para uma dada quantidade de bits de realimentação, a determinação do melhor conjunto de LDCs, ou seja, aquele que minimiza a probabilidade de erro média, é descrita como um problema de otimização. Desse modo, em vez de se escolher o conjunto de LDCs baseado em intuição, como é feito na maioria das propostas apresentadas na literatura, tem-se o conjunto ótimo. A solução geral desse problema, no entanto, é demasiado complicada. Porém, para certos valores de M_T , b_f bits de realimentação e Q símbolos de informação, obtiveram-se bons conjuntos de LDCs através do uso de um algoritmo de otimização iterativa.

O objetivo da segunda parte desta tese é apresentar um novo esquema de diversidade cooperativa para $N_T \geq 2$ nós transmissores (ou nós fontes) e $N_D = 1$ nó destino (receptor), todos equipados com uma única antena. Cada nó transmissor tem o seu próprio símbolo de dado para transmitir, e recebe $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits de realimentação sobre a CSI, antes que comece qualquer transmissão de dados. Os canais entre os nós transmissores (canais interusuários) e entre cada nó transmissor e o nó destino (canais diretos) são considerados independentes. Um receptor linear simples e um receptor com cancelamento de interferência são propostos e mostra-se que seus desempenhos de erro são muito próximos do desempenho de erro obtido pelo receptor de máxima verossimilhança. Um limitante superior para a probabilidade de erro média para uma modulação BPSK em canais diretos com desvanecimento Rayleigh plano, também é derivado.

1.2 Contribuições

Considerando-se o ambiente de comunicação MIMO, propôs-se em [42] o conceito de *seleção híbrida antenas/códigos na transmissão*. Neste caso, a razão sinal-ruído (ou seja, a razão entre a potência do sinal de informação e a potência do ruído) é calculada para as 2, 3, 4, etc., melhores antenas, fazendo-se uso de diferentes códigos espaço-temporais de bloco que pertencem a uma certa família de códigos. A seleção é feita do melhor código que pode fazer uso das 2 ou 3 ou 4, etc. melhores antenas. O efeito dessa seleção híbrida é, além do mesmo ganho de diversidade máximo, um ganho de SNR significativo em relação às propostas dos trabalhos em [18–22]. Esses resultados foram divulgados através de artigos publicados em simpósios, como [25]. A extensão desses resultados foi publicada no *Journal of Communication and Information Systems (JCIS)* em 2006 [27].

No início deste doutorado, continuou-se o estudo sobre códigos espaço-temporais de bloco, técnicas de seleção de antenas/códigos e alocação de potência na transmissão. Dentro dessa linha de pesquisa, propôs-se em [30] (*apresentada no XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações SBrT'05*) uma versão mais geral dos códigos apresentados em [28, 43], que chamamos de códigos grupo-coerentes generalizados (GGCCs), (*generalized group-coherent codes*). As propriedades válidas para os GCCs também são válidas para os GGCCs; a diferença é que agora diferentes OSTBCs (*orthogonal space-time block codes*) podem ser adotados, incluindo o OSTBC trivial, i.e., aquele com $M_T = 1$. Também, as extensões dos códigos não são mais multiplicadas por ± 1 , mas por $\beta = e^{j\theta}$, em que θ é uma fase e pode assumir qualquer valor em uma constelação PSK. Essa generalização permitiu, com um custo adicional de um ou dois bits de realimentação, por exemplo, um ganho em SNR considerável. Em [30], o desempenho desse novo esquema foi comparado com o de outros esquemas levando-se em conta: número de cadeias de radiofrequências (RF), número de bits de realimentação, atraso de decodificação e grau de diversidade.

Recentemente, em [44, 45], apresentou-se um esquema de transmissão com seleção de código (CS) (*code selection*) que escolhe o melhor LDC de um conjunto de 2^{b_f} LDCs, onde b_f é o número de bits de realimentação. Apesar da abrangência

de códigos considerados em [44, 45], os bits de realimentação traziam somente informação de fase.

Em [46, 47], propôs-se um esquema simples de diversidade cooperativa para um sistema de comunicação consistindo em dois nós cooperadores que recebem um único bit de realimentação do nó destino. Baseado nas condições instantâneas do canal, o nó destino envia um bit de realimentação para os nós transmissores e os informa qual dos nós cooperadores possui o canal direto mais forte. Esta informação é usada adequadamente para se obter diversidade cooperativa. Um receptor linear simples de baixa complexidade e um receptor com cancelamento de interferência são propostos e seus desempenhos de erro se mostram ser próximos do desempenho obtido pelo receptor de máxima verossimilhança. Por fim, um limitante superior da probabilidade de erro média para a modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh plano, sob a condição de canais interusuários ideais, foi derivada.

1.3 Organização da Tese

O restante desta tese está dividida em duas partes. A primeira parte foca a atenção para o caso de esquemas de transmissão sem fio assistida por canal de realimentação para o canal MIMO convencional. A segunda parte é voltada para esquemas de transmissão sem fio assistida por canal de realimentação para o canal MIMO distribuído. A Parte I engloba os Capítulos 2, 3 e 4, enquanto que a Parte II, os Capítulos 5 e 6. Na seqüência, são apresentados os conteúdos que serão abordados em cada capítulo.

1.3.1 Parte I: Transmissão Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Convencional

No Capítulo 2, os códigos espaço-temporais de bloco são apresentados. Na Seção 2.1, apresenta-se o modelo do canal MIMO convencional. O esquema clássico de combinação de máxima razão na recepção é apresentado na Seção 2.2. Na Seção 2.3, faz-se uma breve introdução sobre os códigos espaço-temporais de bloco ortogonais e a Seção 2.4 faz uma abordagem sobre os códigos espaço-temporais de bloco não ortogonais.

No Capítulo 3, descrevem-se várias técnicas de transmissão assistida por canal de realimentação. Na Seção 3.1, faz-se uma introdução sobre a técnica de seleção de antenas na transmissão e alguns projetos que exploram a técnica de transmissão assistida são apresentados. Na Seção 3.2, descrevem-se detalhadamente os códigos grupo-coerentes. Na Seção 3.3, é apresentada a generalização dos códigos grupo-coerentes. No final desse capítulo, resultados de simulação, para os diferentes esquemas considerados nesse capítulo são apresentados.

O Capítulo 4 propõem-se códigos de dispersão linear para transmissão assistida por realimentação. Na Seção 4.1, apresenta-se a classe de códigos denominada códigos de dispersão linear. Na Seção 4.2, faz-se uma descrição do modelo do canal MIMO empregando-se os códigos de dispersão linear, e na Seção 4.3 alguns exemplos de códigos de dispersão linear são considerados. Na Seção 4.5, descreve-se o algoritmo de otimização iterativa usado para se obter os bons conjuntos de códigos

de dispersão linear para certos parâmetros selecionados, apresentados na Seção 4.6. O final desse capítulo se encerra com alguns comentários pertinentes ao problema de otimização considerado nesta tese.

1.3.2 Parte II: Comunicação Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Distribuído

No Capítulo 5, inicia-se com uma introdução sobre comunicação cooperativa, focando-se a atenção para esquemas que exploram a técnica de diversidade cooperativa. A Seção 5.1 apresenta um breve histórico sobre técnicas de cooperação aplicada em sistemas de comunicações sem fio. Na Seção 5.2, reporta-se sobre os benefícios trazidos pela diversidade cooperativa. A Seção 5.3 descreve o modelo do sistema com *relay* que é utilizado na apresentação dos exemplos clássicos de algoritmos de transmissão com *relay* na Seção 5.4. Na Seção 5.5, apresenta-se um esquema de diversidade cooperativa espaço-temporal.

No Capítulo 6, propõe-se um novo esquema de diversidade cooperativa com conhecimento parcial do canal nos nós cooperadores. Na Seção 6.1, descreve-se o modelo desse esquema proposto. O novo esquema de diversidade cooperativa para $N_T = 2$ nós transmissores é descrito na Seção 6.2. Na Seção 6.3, apresenta-se uma análise da probabilidade de erro para o esquema proposto, assumindo-se uma condição ideal para os canais interusuários. A extensão do esquema proposto para $N_T > 2$ nós transmissores é descrita na Seção 6.4. Na Seção 6.5, apresenta-se a extensão da análise da BER média para um cenário mais geral, com $N_T > 2$ e canais interusuários não ideais. Na Seção 6.6, resultados de simulação são apresentados. A Seção 6.7 apresenta alguns comentários relacionados com o esquema de diversidade cooperativa proposto nesta tese.

Finalmente, o Capítulo 7 faz uma conclusão geral sobre os dois problemas de comunicações sem fio abordados nesta tese e encerra com algumas sugestões para trabalhos futuros.

Parte I

Transmissão Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Convencional

Capítulo 2

Códigos Espaço-Temporais de Bloco

Neste capítulo, os códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) são apresentados. Os STBCs são os responsáveis pela transferência da diversidade espacial da recepção para a transmissão obtida via combinação de máxima razão (descrita na Seção 2.3). Em particular, os STBCs conseguem a diversidade espacial com uma complexidade de decodificação bastante reduzida, por ser um processamento linear. Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira: Na Seção 2.1, apresenta-se o modelo do canal MIMO tradicional. O esquema clássico de combinação de máxima razão na recepção é apresentado na Seção 2.2. Na Seção 2.3, faz-se uma breve introdução sobre os STBCs ortogonais. A Seção 2.4 trata dos códigos espaço-temporais de bloco não-ortogonais.

2.1 Modelo do Canal MIMO Convencional

Considere o canal MIMO com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras. Assume-se um desvanecimento do tipo Rayleigh plano e quase-estático, i.e., o desvanecimento do canal permanece constante durante um bloco e varia aleatoriamente de um bloco para outro. Uma maneira mais elegante de descrever

esse modelo de canal é através da matriz de ganho do canal ($M_R \times M_T$)

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1} & \cdots & h_{M_R,M_T} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

em que $h_{i,j}$ representa o ganho complexo entre a antena transmissora j e a antena receptora i , e para $i = 1, \dots, M_R$ e $j = 1, \dots, M_T$, eles são modelados como variáveis aleatórias complexas Gaussianas independentes, com média zero, circularmente simétricas e com variância 0,5 por dimensão complexa. Sejam \mathbf{x} e \mathbf{y} os vetores transmitidos e recebidos, de dimensões $M_T \times 1$ e $M_R \times 1$, respectivamente. Estes são vetores complexos, e os elementos de \mathbf{x} são pertencentes a uma certa constelação de símbolos com energia média unitária. A relação entrada-saída para um dado instante de tempo t é dada por:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{e}, \quad (2.2)$$

em que $\mathbf{e} = [e_1 \cdots e_{M_R}]^T$ é o vetor ruído, cujos elementos (amostras de ruídos) são modelados como variáveis aleatórias complexas Gaussianas independentes, com média zero, circularmente simétricas e com variância $N_0/2$ por dimensão, e $(\cdot)^T$ denota a operação transposto. O fator $1/\sqrt{M_T}$ assegura que a energia disponível E_s por intervalo de modulação está distribuída uniformemente entre as M_T antenas transmissoras. Se a sequência de vetores de dados $\{\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_\tau\}$ for transmitida por τ intervalos de símbolo, então a relação entrada-saída será:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{E}, \quad (2.3)$$

em que $\mathbf{X} = [\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_\tau]$, $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_\tau]$, $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_\tau]$ e \mathbf{s} o vetor de dados de dimensão $M_T \times 1$. Assume-se que o ruído é branco em função do tempo, i.e., $E[e_{n,t} e_{n',t'}^*] = N_0 \delta_{n,n'} \delta_{t,t'}$, em que $\delta_{\cdot,\cdot}$ é a função delta de Kronecker.

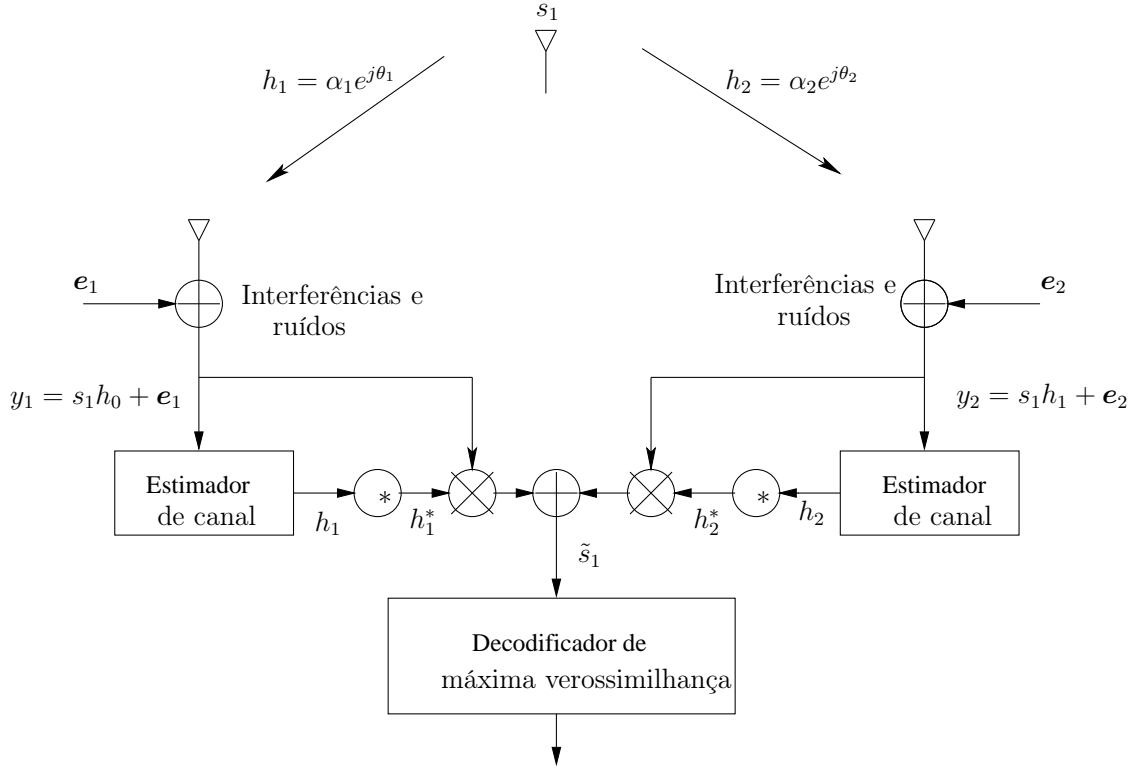


Figura 2.1 O Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)

2.2 O Esquema Clássico da Combinação de Máxima Razão na Recepção

A representação em banda básica do modelo clássico da combinação de máxima razão na recepção (MRRC) para dois ramos (uma antena transmissora e duas receptoras) é dada na Figura 2.1. Considere que, em um certo instante de tempo, um único sinal s_1 , pertencente a uma constelação de sinais (reais ou complexos) S , seja transmitido por uma única antena transmissora. O ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 1 é denotado por h_1 , e o ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 2 é denotado por h_2 , em que:

$$\begin{aligned} h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2 &= \alpha_2 e^{j\theta_2}. \end{aligned} \tag{2.4}$$

Ruídos são adicionados aos sinais nas duas antenas, resultando nos seguintes sinais recebidos em banda básica:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = s_1 \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{bmatrix},$$

em que \mathbf{e}_1 e \mathbf{e}_2 representam ruídos complexos, Gaussianos e estatisticamente independentes. Sendo assim, o receptor de máxima verossimilhança (ML) (*maximum likelihood*) decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$d^2(y_1, h_1 s') + d^2(y_2, h_2 s') \leq d^2(y_1, h_1 s'') + d^2(y_2, h_2 s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (2.5)$$

em que $d^2(x, y)$ é a distância Euclideana quadrática entre os sinais x e y , que pode ser calculada pela expressão que se segue:

$$d^2(v, w) = (v - w)(v^* - w^*), \quad (2.6)$$

O esquema de combinação no receptor MRRC para dois ramos é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2^* y_2 \\ &= h_1^* (h_1 s_1 + \mathbf{e}_1) + h_2^* (h_2 s_1 + \mathbf{e}_2) \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* \mathbf{e}_1 + h_2^* \mathbf{e}_2. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Expandindo (2.5) e utilizando (2.6) e (2.7), o receptor decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s'|^2 - \tilde{s}_1 s'^* \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s''|^2 - \tilde{s}_1 s''^*, \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (2.8)$$

ou, equivalentemente, o receptor decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s'|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s') \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s''|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (2.9)$$

Para o caso de constelações PSK, ou seja, se

$$|s|^2 = E_s, \quad \forall s \in S, \quad (2.10)$$

onde E_s é a energia do sinal, a regra de decisão em (2.9) pode ser simplificada para:

$$d^2(\tilde{s}_1, s') \leq d^2(\tilde{s}_1, s''), \quad \forall s'' \in S, \quad s' \neq s'', \quad (2.11)$$

Fica então claro o significado da formação do sinal \tilde{s}_1 pelo combinador MRRC, como mostrado na Figura 2.1. É interessante aqui ressaltar que a razão sinal-ruído é proporcional a $(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)$, que é uma variável aleatória qui-quadrática com 4 graus de liberdade, e por essa razão oferece um grau de diversidade igual a 2 [8].

2.3 Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais

Considere que $\{s_k\}_{k=1}^Q$ seja um conjunto de Q símbolos escalares complexos que representam uma sequência de dados que será transmitida. Esses símbolos pertencem a uma constelação \mathcal{S} (PSK ou QAM) com energia média unitária. Pode-se também definir um STBC como a imagem de um mapeamento

$$\{s_k\}_{k=1}^Q \mapsto \mathbf{X}, \quad (2.12)$$

em que \mathbf{X} é a matriz de dimensão $M_T \times \tau$ conforme definido na Seção 2.1. Frequentemente, refere-se aos STBCs pela matriz \mathbf{X} . Um STBC é dito ser *linear* se os elementos da matriz \mathbf{X} são combinações lineares dos símbolos $\{s_k\}_{k=1}^Q$ e/ou de seus conjugados complexos $\{s_k^*\}_{k=1}^Q$. A modulação usada para transmissão em todas as antenas é também \mathcal{S} . Então, os elementos de \mathbf{X} também devem pertencer à constelação \mathcal{S} . Se \mathcal{S} é real, o STBC é dito ser *real*. Por outro lado, se \mathcal{S} é complexo, o STBC é dito ser *complexo*. Como os Q símbolos são transmitidos através de τ intervalos de modulação, a taxa de transmissão é dada por: $R = Q/\tau$.

Um STBC \mathbf{X} é *ortogonal* se, para qualquer constelação de símbolos, a seguinte

relação for satisfeita:

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \sum_{k=1}^Q |s_k|^2 \cdot \mathbf{I}_{M_T}, \quad (2.13)$$

em que \mathbf{I}_{M_T} é a matriz identidade M_T -dimensional e $|s|$ representa o módulo do número s (real ou complexo). Um exemplo simples de um OSTBC com taxa de transmissão unitária é obtido com a transmissão de um único símbolo ($Q = 1$) através de uma única antena, i.e., $\mathbf{X}_T = [s]$. O receptor realiza a combinação de máxima-razão. Esse código é denominado como OSTBC “trivial”. A SNR por símbolo recebido, considerando-se M_R antenas receptoras, é dada por:

$$\gamma_T = \gamma_0 \|\mathbf{h}\|^2, \quad (2.14)$$

em que $\gamma_0 = E_s/N_0$, $\|\cdot\|^2$ representa a norma de Frobenius quadrática¹, e \mathbf{h} é o vetor coluna do canal SIMO (*single-input multiple-output*). Como \mathbf{h} é um vetor Gaussiano de dimensão $M_R \times 1$, γ_T é uma variável aleatória qui-quadrática com $2M_R$ graus de liberdade. Um resultado bem conhecido da literatura é que o grau de diversidade, i.e, a derivada da curva (a inclinação da curva em escala log-log) da probabilidade de erro média de uma modulação digital em um canal com SNR modelada como uma variável aleatória qui-quadrática com $2d$ graus de liberdade é igual a d [8]. Logo, o STBC “trivial” oferece um grau de diversidade igual a M_R .

O OSTBC mais importante e mais referenciado na literatura é o código de Alamouti, que pode ser descrito como:

$$\mathbf{X}_A = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Interpretando-se (2.15), tem-se que no primeiro instante de tempo os símbolos s_1 e s_2 são transmitidos através das antenas 1 e 2, respectivamente, e no segundo instante de tempo os símbolos s_2^* e $-s_1^*$ são transmitidos pelas antenas 1 e 2, respectivamente. Portanto, nesse caso, a taxa de transmissão é igual a um.

¹Para uma matriz \mathbf{X} , tem-se que $\|\mathbf{X}\|^2 = \sum_i \sum_j |x_{i,j}|^2$

A detecção ML dos STBCs, assumindo-se uma estimação perfeita do estado do canal no receptor, é descrita da seguinte maneira

$$\{\hat{s}_k\}_{k=1}^Q = \arg \min_{\{s_k\}_{k=1}^Q \in \mathcal{S}} \left| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{X} \right|^2. \quad (2.16)$$

A propriedade de ortogonalidade em (2.13) sugere que todo OSTBC tenha a *propriedade do desacoplamento do canal* (PDC), isto é, o problema de minimização conjunta (de bloco) em (2.16) é desacoplado e equivale a Q problemas de minimização de escalar através de um processamento linear em \mathbf{Y} [35]. Por exemplo, (2.3) para o código de Alamouti com uma antena receptora é reescrita como:

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Através de um processamento linear em $\mathbf{Y} = [y_1 \ y_2]$ obtém-se o desacoplamento desejado:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* y_1 - h_2 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* \mathbf{e}_1 - h_2 \mathbf{e}_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1 + h_1 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_1 \mathbf{e}_2^* + h_2^* \mathbf{e}_1, \end{aligned} \quad (2.18)$$

em que \tilde{s}_1 e \tilde{s}_2 são as variáveis de decisão (desacopladas) para s_1 e s_2 , respectivamente. A SNR por símbolo para o esquema de Alamouti com duas antenas transmissoras e uma antena receptora é dado por:

$$\gamma_A = \gamma_0 \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2}. \quad (2.19)$$

Para duas antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, pode-se facilmente mostrar que a SNR é dada por:

$$\gamma_A = \gamma_0 \frac{\|\mathbf{H}\|^2}{2}, \quad (2.20)$$

em que, neste caso, \mathbf{H} tem dimensão $M_R \times 2$.

Nota-se que γ_A é uma variável aleatória qui-quadrática com $4M_R$ graus de liberdade [8]. Logo, o esquema de Alamouti oferece um grau de diversidade igual a $2M_R$ [3]. Um OSTBC genérico, considerando-se o modelo do canal MIMO descrito acima, com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, apresenta uma SNR por símbolo igual a $\gamma_0 \frac{\|\mathbf{H}\|^2}{M_T}$, e provê uma ordem de diversidade de $M_T M_R$ [35].

2.4 Códigos Espaço-Temporais de Bloco Não-Ortogonais

Embora os OSTBCs ofereçam ordem de diversidade máxima, há algumas restrições que são pertinentes a eles. Por exemplo, OSTBCs complexos com taxa de transmissão unitária para mais de duas antenas transmissoras não existem [35]. Por outro lado, sabe-se que relaxando-se o critério de ortogonalidade, STBCs não ortogonais (NOSTBCs) (*non-orthogonal STBC*) com taxas de transmissão superiores a um podem ser obtidos, havendo em contrapartida uma perda em termos de diversidade [48, 49]. Um NOSTBC complexo com taxa de transmissão unitária para três antenas transmissoras é obtido simplesmente estendendo-se uma das linhas de \mathbf{X}_A [25]. Neste exemplo, há três possibilidades:

$$\mathbf{X}_{EA1} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} \quad \mathbf{X}_{EA2} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \\ s_1 & s_2^* \end{bmatrix} \quad \mathbf{X}_{EA3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Nota-se que para o código *Alamouti estendido* (EA) (*extended Alamouti*), dito \mathbf{X}_{EA3} , a relação entrada-saída para o canal $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ h_3]$ pode ser equivalentemente

escrita de duas maneiras, como se segue:

$$[y_1 \ y_2] = \sqrt{\frac{E_s}{3}} [h_1 \ h_2 \ h_3] \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} + [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2] \quad (2.22)$$

$$= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}h_1 & \sqrt{\frac{2}{3}}(h_2 + h_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} + [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2]. \quad (2.23)$$

Isto é, \mathbf{X}_{EA3} pode ser visto como o código de Alamouti para um canal MISO $\mathbf{h} = [\sqrt{\frac{2}{3}}h_1 \ \sqrt{\frac{2}{3}}(h_2 + h_3)]$. Então, \mathbf{X}_{EA3} e \mathbf{X}_{EA1} e \mathbf{X}_{EA2} possuem a PDC. A correspondente SNR por símbolo para uma antena receptora é dada por:

$$\gamma_{EA3} = \gamma_0 \frac{|h_1|^2 + |h_2 + h_3|^2}{3}. \quad (2.24)$$

Novamente, γ_{EA3} em (2.24) é uma variável aleatória qui-quadrática com 4 graus de liberdade. Dessa maneira, para uma antena receptora os códigos EAs podem oferecer somente grau de diversidade igual a $2 < M_T = 3$. É evidente que não é interessante se utilizar os códigos EAs quando o transmissor não tem nenhum conhecimento sobre as características do canal. No entanto, utilizando-se um canal de realimentação, alguns (poucos) bits de retorno e um esquema de seleção de códigos apropriado, podem-se conseguir tanto ganho de diversidade quanto ganho de SNR. No Capítulo 3, mostra-se como isso pode ser feito.

No próximo capítulo, faz-se uma abordagem geral sobre esquemas de transmissão assistidos por canal de realimentação, detalhando-se alguns esquemas de transmissão que já foram propostos pelo autor desta tese há alguns anos. No Capítulo 4, consideram-se os códigos de dispersão linear, uma classe de códigos bastante abrangente, que engloba todos os códigos espaço-temporais de bloco já referenciados na literatura.

Alguns Esquemas de Transmissão Assistida por Realimentação com Códigos Espaço-Temporais de Bloco

Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira. Na Seção 3.1, faz-se uma introdução sobre a técnica de seleção de antenas na transmissão. Ainda nessa seção, apresentam-se exemplos de alguns projetos que exploram a técnica de transmissão assistida, incluindo o esquema de seleção híbrida antenas/códigos na transmissão [25], bem como a análise das SNRs médias desses projetos. Na Seção 3.2, descreve-se detalhadamente o esquema de transmissão assistida considerando os códigos grupo-coerente (GCCs) [43]. Na Seção 3.3, apresenta-se a generalização dos GCCs [30]. Na Seção 3.4, apresentam-se os resultados, obtidos via simulação, para o esquema de seleção híbrida antenas/códigos na transmissão [25], e para os códigos grupo-coerente generalizados (GGCCs) [30]. A Seção 3.4 encerra o capítulo com alguns comentários.

3.1 Seleção de Antenas na Transmissão com STBCs

Nesta seção, assume-se que exista um canal de realimentação entre o receptor e o transmissor, e que a CSI seja perfeitamente conhecida pelo receptor. Foca-se a atenção em sistemas de comunicação que façam uso de STBCs com canais

de realimentação com baixa taxa de bits e transmissores com baixo custo de implementação.

3.1.1 Considerações Sobre o Custo do Transmissor

O emprego de sistemas com múltiplas antenas é normalmente associado a um elevado custo de implementação, uma vez que múltiplas antenas requerem, normalmente, um mesmo número de cadeias de radiofrequência (RF), as quais são caras e também consumidoras de potência. Porém, se o sinal transmitido através de uma certa antena é igual aos (ou, de maneira mais geral, é formado por combinações lineares dos) sinais transmitidos por outras antenas, então o número de cadeias de RF pode ser reduzido. Obviamente, esta situação ocorre com os códigos Alamouti estendidos ¹.

A maneira mais eficaz de reduzir o número de cadeias de RF é transmitir os sinais através de um subconjunto de antenas transmissoras da estação radiobase. Além da redução do custo do transmissor, a técnica de seleção de antenas é muito interessante, pois pode ser adotada tanto com o intuito de aumentar a taxa de transmissão como para minimizar a probabilidade de erro [50]. Neste capítulo, explora-se o último caso, através da maximização da SNR instantânea. A seguir, é descrita a técnica de *seleção de antenas na transmissão* (TAS) (*transmit antenna selection*) em uma abordagem que é mais geral do que aquela encontrada na literatura (veja, por exemplo, [50, Capítulo 8] e [51, Capítulo 10]).

3.1.2 STBCs com Pré-Codificação Linear

Sabe-se que quando a CSI é conhecida somente no receptor, e múltiplas antenas estão presentes no transmissor, os códigos espaço-temporais (com uma distribuição uniforme de energia entre as antenas transmissoras) podem ser utilizados para se obter diversidade na transmissão. Quando há um canal de realimentação do receptor para o transmissor, o primeiro pode enviar informações sobre o estado do canal para o último. Essa informação sobre o estado do canal pode assumir uma das seguintes formas: 1) CSI total (i.e., os ganhos do canal), 2) CSI parcial

¹Os códigos EAs foram apresentados no Capítulo 2 desta tese.

(ou estatístico) (por exemplo, a matriz de correlação na transmissão assumindo correlação somente no transmissor [50], ou a mais completa matriz de covariância dos ganhos dos canais (vetorizadas) [51, Sec. 10.3.2]), ou 3) poucos bits indicando, por exemplo, o(s) número(s) ordinal(is) da(s) antena(s) transmissora(s) correspondendo à(s) maior(es) norma(s) de Frobenius. Em todos os casos, a informação do estado do canal é enviada ao transmissor a cada início de um novo bloco [18]. O modelo de transmissão com canal de realimentação que inclui uma *pré-codificação linear* é dado por (adaptado de [51, Seção 10.3]):

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{X} + \mathbf{E}, \quad (3.1)$$

isto é, o transmissor pré-multiplica a matriz STBC \mathbf{X} por uma matriz de ponderação \mathbf{W} que é selecionada a partir do conjunto finito de matrizes $\Omega = \{\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_K\}$. Cada matriz em Ω satisfaz à restrição de potência média $\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = M_T$.

Pode-se observar que, utilizando-se o modelo de transmissão em (3.1), o receptor não precisa enviar nenhuma informação sobre a matriz canal \mathbf{H} ou qualquer informação sobre os parâmetros dos canais para o transmissor. Dado um STBC \mathbf{X} , tudo o que o receptor precisa fazer é escolher a matriz de ponderação mais apropriada, baseado no conhecimento do canal, e enviar $\lceil \log_2(K) \rceil$ bits (um dos índices de $\{1, \dots, K\}$) para o transmissor. Então, o transmissor envia o sinal de acordo com (3.1), adotando a matriz de ponderação correspondente ao índice que lhe foi informado.

Quando $K = \infty$, isto significa que o transmissor conhece \mathbf{H} completamente (nível-1); neste caso a pré-codificação ótima (no sentido de uma menor probabilidade de erro) é conhecida como *optimal beamforming* [51, Sec. 6.1]. Além disso, no caso do nível-1, a codificação espaço-temporal não é necessária, uma vez que a matriz transmitida $\mathbf{W} \mathbf{X}$ é otimizada diretamente. Em situações práticas, K assume tipicamente um valor pequeno quando a pré-codificação pode tomar a forma particular da técnica TAS. Neste caso, as colunas de \mathbf{W} constituem um subconjunto das colunas da matriz identidade.

No decorrer deste capítulo, considera-se somente a técnica de seleção de antenas

na transmissão (restrita a sistemas com um número reduzido de cadeias de RF e com poucos bits de realimentação). Contudo, estende-se a análise para o caso de mais de um STBC disponível no transmissor, permitindo-se realizar tanto a seleção de diferentes códigos quanto a alocação de potência no subconjunto de antenas selecionadas.

3.1.3 Abordagem Geral para Esquemas TAS

Considerando-se a descrição feita na seção anterior, a técnica TAS pode ser modelada como:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_t^k}} \mathbf{H} \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{E}, \quad (3.2)$$

onde o par $(\mathbf{W}_k, \mathbf{X}_k)$ deve ser escolhido a cada novo bloco (*frame*) a partir do conjunto finito

$$\Omega = \{(\mathbf{W}_1, \mathbf{X}_1), \dots, (\mathbf{W}_K, \mathbf{X}_K)\}.$$

Para o par $(\mathbf{W}_k, \mathbf{X}_k)$, M_t^k antenas são selecionadas de M_T antenas transmissoras ($M_t^k \leq M_T$). As dimensões das matrizes \mathbf{W}_k e \mathbf{X}_k são $M_T \times M_t^k$ e $M_t^k \times N^k$, respectivamente, e a restrição de potência média torna-se $(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = M_t^k$. Deve-se notar que uma alocação de potência não uniforme é permitida nessa abordagem. M_T é fixo, enquanto os parâmetros M_t^k , N^k , e, claro, os elementos das matrizes, podem variar com k , considerando que a taxa de transmissão é mantida constante, mas essa condição também não é obrigatória. Para minimizar o custo do transmissor, é preciso assegurar que o posto da matriz \mathbf{X}_k para todo k seja limitado superiormente por uma constante que representa o número de cadeias de RF.

3.1.4 Exemplos de Projetos

Nesta seção, apresentam-se alguns exemplos de esquemas TAS retirados da literatura. Mostra-se como eles podem ser empregados considerando as definições dadas na seção anterior.

Primeiramente, considera-se que um subconjunto de antenas seja selecionado, tendo-se como critério de decisão as maiores normas de Frobenius. E, se for o caso, considera-se, a posteriori, permutações entre as antenas selecionadas. A expressão

da SNR instantânea para cada esquema também é dada. Assume-se que a matriz do canal MIMO \mathbf{H} obedece ao modelo descrito na Seção 2.1. Seja C_k a variável aleatória correspondente à norma de Frobenius da k -ésima coluna da matriz \mathbf{H} , ou seja:

$$C_k = \sum_{i=1}^{M_R} |h_{i,k}|^2, \quad k = 1, 2, \dots, M_T. \quad (3.3)$$

Pelas suposições a respeito de \mathbf{H} , sabe-se que C_k são variáveis aleatórias qui-quadráticas, independentes e identicamente distribuídas. Define-se, agora, um novo conjunto de variáveis aleatórias $C_{(k)}$ com o ordenamento de C_k 's em ordem descendente de magnitude: $\max_k \{C_k\} = C_{(1)} \geq C_{(2)} \geq \dots \geq C_{(M_T)} = \min_k \{C_k\}$. $C_{(M_T-i+1)}$ é chamado de i -ésima estatística de ordem (*order statistic*) [52]. Também, define-se $C_{(k)+(l)}$ como a variável aleatória correspondente à norma de Frobenius do vetor coluna obtido a partir da soma (não-coerente) das duas colunas de \mathbf{H} com a k -ésima e a l -ésima maiores normas de Frobenius. Claramente, $C_{(k)+(l)} = C_{(l)+(k)}$. É interessante notar que a desigualdade $C_{(k)+(l)} > C_{(k)} + C_{(l)}$ pode possivelmente ocorrer, dependendo, é claro, da realização do canal.

Exemplo 1 Considere a estratégia TAS que seleciona, a cada novo bloco, a melhor antena de um conjunto de M_T antenas transmissoras para transmissão do OSTBC “trivial” $\mathbf{X}_T = [s]$. Um único símbolo de informação é transmitido pela antena selecionada e o receptor realiza a combinação de máxima razão. Esse esquema foi proposto por Chen et al. em [21, 53], e foi denominado TAS/MRC. Respeitando-se a nossa notação, refere-se aqui a esse esquema como TAS/T (onde T significa “trivial”). As matrizes associadas a esse código são: $\mathbf{X}_k = [s]$, para todo k , e $\mathbf{W}_k = [0 \dots 0 \quad 1 \quad 0 \dots 0]$, onde o elemento não-nulo ocorre na k -ésima posição. A realimentação consiste em $\lceil \log_2(M_T) \rceil$ bits. A SNR instantânea do esquema TAS/T é dada por:

$$\gamma_{TAS/T} = \gamma_0 C_{(1)}. \quad (3.4)$$

Exemplo 2 Considere a seleção das duas melhores antenas (a partir de $M_T \geq 2$ antenas transmissoras) para a transmissão do código de Alamouti [54]. As matrizes associadas são: $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_A$, para todo k , e \mathbf{W}_k , para $k = 1, \dots, \binom{M_T}{2}$, são matrizes

de dimensão $M_T \times 2$ com $(M_T - 2)$ linhas nulas e $[1 \ 0]$ e $[0 \ 1]$ sendo as linhas não-nulas. As antenas selecionadas não são permutadas; dessa maneira, a realimentação consiste em $\lceil \log_2(\binom{M_T}{2}) \rceil$ bits. A SNR instantânea do esquema TAS/A é dada por:

$$\gamma_{TAS/A} = \gamma_0 \frac{C_{(1)} + C_{(2)}}{2}. \quad (3.5)$$

De uma maneira mais geral, a SNR instantânea do esquema TAS com um OSTBC seria:

$$\gamma_{TAS/OSTBC} = \gamma_0 \frac{\sum_{i=1}^{M_t^k} C_{(i)}}{M_t^k}, \quad (3.6)$$

Exemplo 3 em que M_t^k é o número de antenas transmissoras para a qual o OSTBC tenha sido projetado. Considere a seleção das três melhores antenas (a partir de $M_T \geq 3$ antenas transmissoras) para a transmissão do código Alamouti estendido \mathbf{X}_{EA3} . Esse esquema foi proposto pelo autor desta tese em [42]. As matrizes associadas são: $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{EA3}$, para todo k , e \mathbf{W}_k , para $k = 1, \dots, \binom{M_T}{3}$, são matrizes de dimensão $M_T \times 3$ com $(M_T - 3)$ linhas nulas e $[1 \ 0 \ 0]$, $[0 \ 1 \ 0]$, e $[0 \ 0 \ 1]$ sendo as linhas não-nulas. A realimentação consiste em $\lceil \log_2(\binom{M_T}{3}) \rceil$ bits. A SNR instantânea do esquema TAS/EA3 é dada por:

$$\gamma_{TAS/EA3} = \gamma_0 \frac{C_{(1)} + C_{(2)+(3)}}{3}. \quad (3.7)$$

Deve-se notar que essa estratégia negligencia o fato de que a superposição de duas antenas com normas de Frobenius individuais menores pode resultar em uma norma maior que $C_{(2)+(3)}$. No entanto, essa estratégia de seleção simplificada ainda produz bons resultados [42].

Exemplo 4 Considere a seleção, ou das duas melhores antenas para transmissão do código de Alamouti, ou das três melhores antenas (a partir das $M_T \geq 3$ antenas transmissoras) para transmissão do código \mathbf{X}_{EA3} . O conjunto associado Ω é a união dos conjuntos Ω dos Exemplos 2 e 3. Esse esquema TAS foi proposto pelo autor desta tese em [23] e será denominado aqui híbrido-1. Considerando-se a permutação entre as antenas transmissoras selecionadas, devem-se incluir em Ω os NOSTBCs \mathbf{X}_{EA1} e \mathbf{X}_{EA2} , retratados com as mesmas matrizes de ponderação \mathbf{W}_k do Exemplo 3.

Nota-se que, uma vez selecionadas as três melhores antenas, a permutação entre h_2 e h_3 não acarreta em nenhuma diferença em (2.24). Há, portanto, essencialmente três permutações diferentes, associadas a $\mathbf{X}_{EA1}, \mathbf{X}_{EA2}, \mathbf{X}_{EA3}$. Com as permutações, esse esquema denomina-se híbrido-1p. Esse esquema foi proposto pelo autor desta tese em [25]. A realimentação consiste em $\lceil \log_2(3 \binom{M_T}{3} + \binom{M_T}{2}) \rceil$ bits. A SNR instantânea do esquema TAS/híbrido-1 e TAS/híbrido-1p são, respectivamente:

$$\gamma_{TAS/híbrido-1} = \max \{ \gamma_{TAS/A}, \gamma_{TAS/EA3} \} \quad (3.8)$$

e

$$\gamma_{TAS/híbrido-1p} = \max \{ \gamma_{TAS/A}, \gamma_{TAS/EA1}, \gamma_{TAS/EA2}, \gamma_{TAS/EA3} \}. \quad (3.9)$$

3.1.5 Análises das SNRs Médias

Nesta seção, fazem-se as análises das SNRs médias dos esquemas apresentados nos Exemplos 1 – 4. Como consequência desses resultados, apresenta-se o esquema híbrido TAS, e compara-se o desempenho desse esquema com os desempenhos dos esquemas apresentados anteriormente.

Primeiramente, deve-se notar que

$$S_{M_t} = \frac{\sum_{i=1}^{M_t^k} C_{(i)}}{M_t^k} \quad (3.10)$$

decrece conforme M_t^k aumenta de 1 para M_T . Portanto, a técnica TAS não deve considerar os OSTBCs padrões. Isto é, se Ω tiver somente OSTBCs, então o OSTBC “trivial” produz, não somente a maior SNR média, mas também a maior SNR instantânea, para *qualquer* realização de canal. Mais do que isso, a técnica TAS aplicada em conjunto com *qualquer* OSTBC, inclusive com o OSTBC “trivial”, resulta em um ganho de diversidade máximo igual a $M_T M_R$, como se todas as antenas estivessem sendo utilizadas, igual àquele obtido com um OSTBC com M_T antenas transmissoras. Em ambos os casos, a SNR média é igual a $\gamma_0 S_{M_T}$. Portanto, o conjunto Ω será composto somente pelo OSTBC “trivial”, e possivelmente por alguns NOSTBCs. O esquema híbrido natural, denominado aqui por *híbrido-2*, é

descrito pela união entre os esquemas TAS/T e TAS/híbrido-1p. Assim, tem-se $\lceil \log_2(3 \binom{M_T}{3} + M_T) \rceil$ bits de retorno. A SNR instantânea é dada por:

$$\gamma_{TAS/híbrido-2} = \max \left\{ \gamma_{TAS/T}, \gamma_{TAS/EA1}, \gamma_{TAS/EA2}, \gamma_{TAS/EA3} \right\}. \quad (3.11)$$

As análises das SNRs médias dos esquemas TAS envolvem o conhecimento da função densidade de probabilidade (PDF) (*probability density function*) e da função de distribuição acumulativa (CDF) (*cumulative distribution function*) da teoria de estatística ordenada, que são bem conhecidas [52]. Uma expressão fechada para o valor esperado de $C_{(i)}$ bem como uma tabela com os valores esperados de $C_{(1)}$ e $C_{(2)}$, para $M_T = 3, \dots, 6$ e $M_R = 2, \dots, 4$ podem ser encontradas em [18].

Nesta seção, a avaliação da SNR média do esquema TAS é apresentada. Chen *et al.* derivaram a expressão exata da probabilidade de erro de bit, considerando-se uma modulação (BPSK) (*binary phase shift keying*), para o esquema TAS/A em [54], e do esquema TAS/T em [21, 53]. Essa mesma análise aplicada ao esquema híbrido TAS é consideravelmente mais complicada, uma vez que neste caso a SNR é expressa como a maior variável aleatória de um conjunto de variáveis aleatórias dependentes, e estas últimas por sua vez são funções de variáveis já ordenadas. Avaliou-se a SNR média a partir da sua CDF para os esquemas TAS, apresentada nas Figuras 3.1 e 3.2, para (a) $M_T = 3$, (b) $M_T = 4$, (c) $M_T = 5$, e (d) $M_T = 6$ antenas transmissoras. Nessas figuras, $\gamma_0 = 1$ (0 dB), a linha contínua representa a CDF de $\gamma_{TAS/híbrido-2}$ e a linha tracejada representa a CDF correspondente ao outro esquema TAS. Os valores das SNRs médias dos dois esquemas são representados nas figuras através de linhas verticais. Conforme afirmado em [18], o ganho da SNR média de um sistema em relação a outro pode ser associado a um ganho de codificação, que é o ganho efetivo da SNR visualizado através do deslocamento paralelo da curva da taxa de erro de símbolo em um ponto de alta SNR.

Na Figura 3.1, apresentam-se as CDFs de $\gamma_{TAS/híbrido-2}$, do esquema TAS/híbrido-2 e de $\gamma_{TAS/A}$, do esquema TAS/A. Conforme esperado, a SNR média de cada esquema aumenta à medida que cresce o número de antenas transmissoras. O ganho da SNR média do esquema TAS/híbrido-2 em relação ao esquema TAS/A

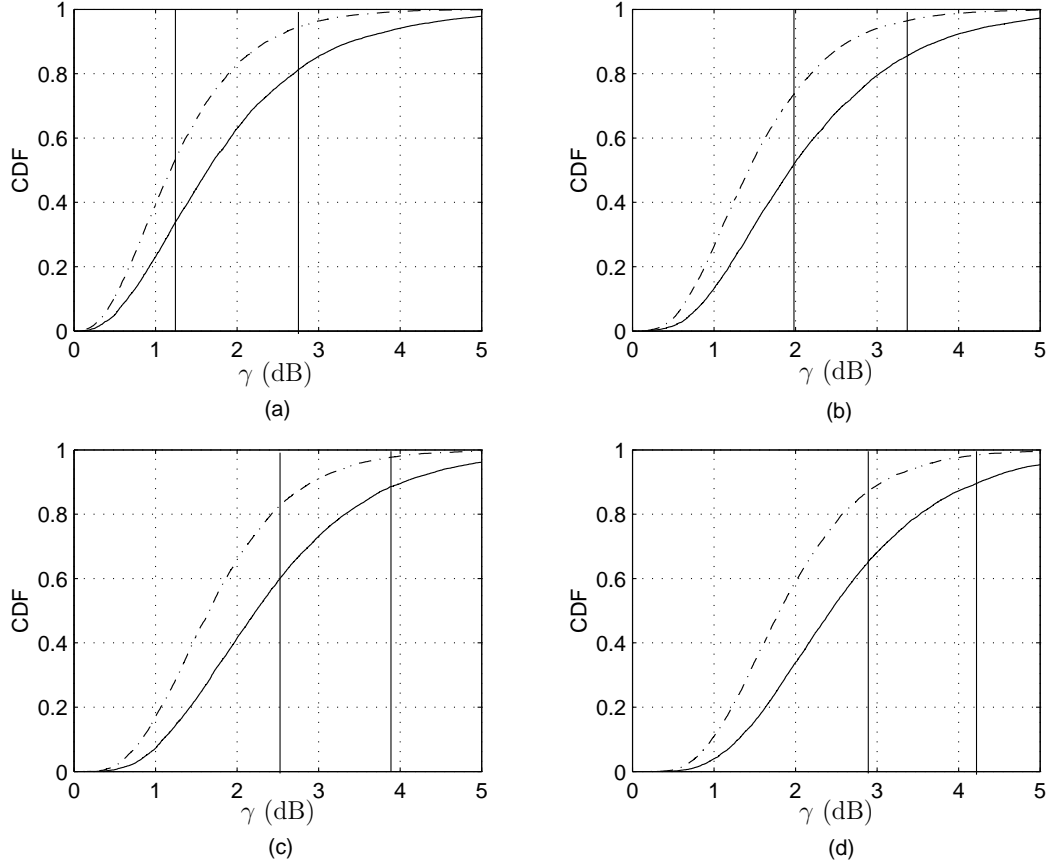


Figura 3.1 As CDFs de $\gamma_{TAS/h\u00edbrido-2}$ (linhas cont\u00ednuas) e de $\gamma_{TAS/A}$ (linhas tracejadas) para (a) $M_T = 3$, (b) $M_T = 4$, (c) $M_T = 5$, e (d) $M_T = 6$ antenas transmissoras, e $\gamma_0 = 1$ (0 dB). As linhas verticais indicam as SNRs m\u00e9dias. $M_R = 1$.

diminui conforme M_T cresce. Os ganhos encontrados foram de 1,51 dB, 1,42 dB, 1,35 dB, e 1,33 dB para M_T variando de 3 at\u00e9 6, respectivamente. A explica\u00e7\u00e3o para esse comportamento \u00e9 que, conforme M_T cresce, os valores das maiores normas tornam-se mais uniformes (veja por exemplo (3.10)), i.e., S_2 tende a S_1 \u00e0 medida que M_T cresce. Pode-se tamb\u00e9m verificar esse decaimento do ganho de SNR como fun\u00e7\u00e3o de M_T , a partir das estat\u00edsticas da sele\u00e7\u00e3o dos c\u00f3digos. Pelas simula\u00e7\u00f5es, constatou-se que no esquema TAS/h\u00edbrido-2, o c\u00f3digo “trivial” foi selecionado em 76% das realiza\u00e7\u00f5es de canal quando $M_T = 3$, e em 51% quando $M_T = 6$.

Na Figura 3.2, apresentam-se as CDFs correspondentes ao esquema TAS/h\u00edbrido-2 e ao esquema TAS/T. Aqui, o ganho da SNR m\u00e9dia do esquema TAS/h\u00edbrido-2 em rela\u00e7\u00e3o ao esquema TAS/T aumenta \u00e0 medida que M_T cresce.

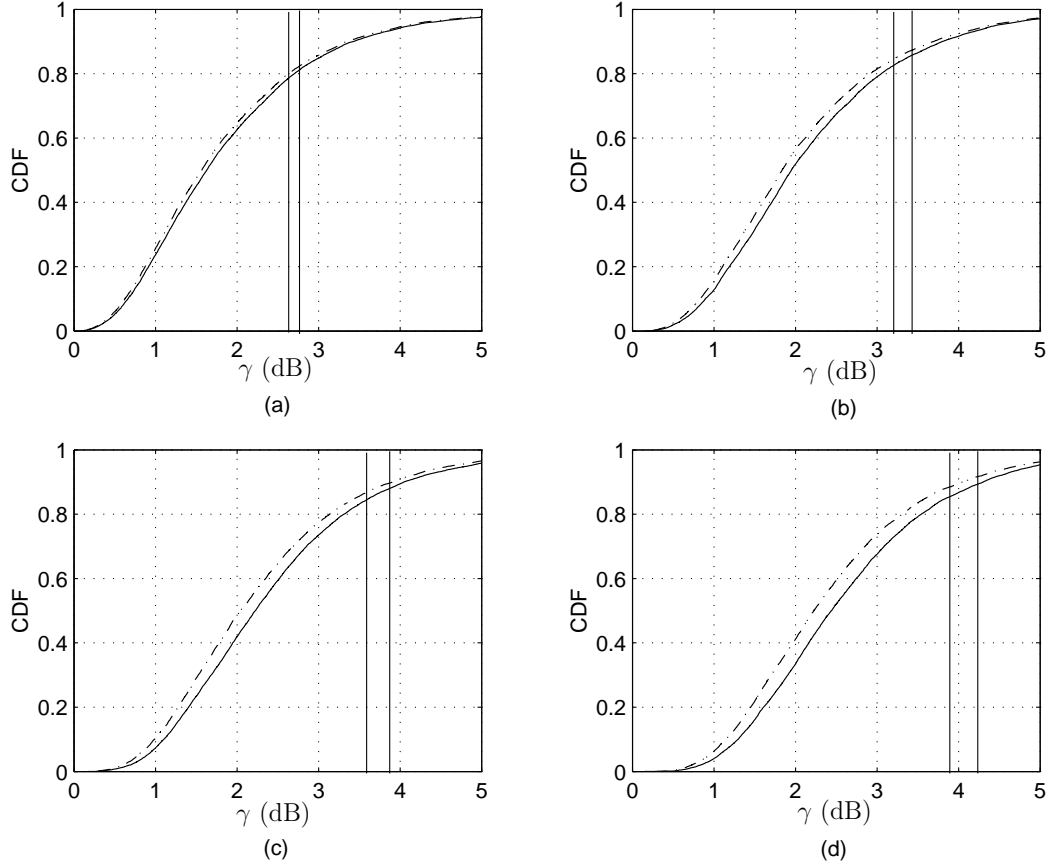


Figura 3.2 As CDFs de $\gamma_{TAS/híbrido-2}$ (linas contínuas) e de $\gamma_{TAS/T}$ (linas tracejadas) para (a) $M_T = 3$, (b) $M_T = 4$, (c) $M_T = 5$, e (d) $M_T = 6$ antenas transmissoras, e $\gamma_0 = 1$ (0 dB). As linhas verticais indicam as SNRs médias. $M_R = 1$.

Os ganhos encontrados foram de 0,13 dB, 0,23 dB, 0,29 dB, e 0,33 dB para M_T variando de 3 a 6, respectivamente. A razão para esse comportamento é que agora o código OSTBC “trivial” está presente no conjunto Ω dos dois esquemas TAS. Agora, o ganho de SNR médio é obtido através da seleção oportunística dos códigos EA. Embora os ganhos das SNRs médias sejam pequenos, os ganhos de codificação, obtidos diretamente das curvas de probabilidade de erro, são mais significativos, conforme será visto na próxima seção.

Devido à importância associada aos GCCs e aos GGCCs [30], esses serão apresentados em uma seção separada.

3.2 Códigos Grupo-Coerentes

Considera-se aqui o mesmo modelo para canais MIMO descrito no Capítulo 2. Deve-se ressaltar que os GCCs podem ser considerados como uma subclasse dos chamados códigos de dispersão linear, cuja descrição foi apresentada também no Capítulo 2.

Considere um OSTBC para M_T antenas transmissoras, representado pela matriz \mathbf{C} . Um GCC para $p M_T$ antenas transmissoras, onde p é um inteiro ≥ 2 , consiste em um conjunto de STBCs, representados pelas 2^{p-1} matrizes \mathbf{D}_k :

$$\mathbf{D}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad b_1 \mathbf{C} \quad b_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad b_{p-1} \mathbf{C}]. \quad (3.12)$$

O índice k varia de 1 a 2^{p-1} de acordo com

$$k = 1 + \sum_{i=1}^{p-1} \frac{b_i + 1}{2} 2^{i-1},$$

onde $b_i \in \{-1, 1\}$. As colunas nas matrizes referem-se às antenas transmissoras, enquanto que as linhas referem-se aos instantes de tempo. O fator $\frac{1}{\sqrt{p}}$ em (3.12) é necessário para se normalizar a energia de transmissão, de tal modo que, em cada uma das $p M_T$ antenas transmissoras, a energia do símbolo transmitido seja $E_s/p M_T$. Por conveniência, adota-se $b_0 = +1$. Para o código \mathbf{D}_k , o vetor coluna representando o canal \mathbf{h} deve conter $p M_T$ ganhos complexos, e pode ser escrito como um vetor com p subgrupos de canais: $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_p^T]^T$, onde o i -ésimo ($i = 1, \dots, p$) subgrupo de canais, o vetor coluna \mathbf{h}_i , está associado ao i -ésimo sub-bloco de \mathbf{D}_k . A informação que será realimentada ao transmissor é o índice k de \mathbf{D}_k , portanto são necessários $p-1$ bits de realimentação. Claramente, observa-se que o GCC transmite o mesmo símbolo de informação (a menos de um sinal) em p antenas transmissoras.

Embora os códigos \mathbf{D}_k não sejam OSTBCs, apresentados em [35], os GCCs possuem as seguintes propriedades (para mais detalhes, ver [28, 29]):

Propriedade 1 *Para quaisquer valores de b_1, b_2, \dots, b_{p-1} , \mathbf{D}_k pode ser decodificado utilizando-se apenas processamento linear, assim como é feito para os OSTBCs.*

Propriedade 2 *Para um GCC com pM_T antenas transmissoras e uma única antena receptora, e com $p - 1$ bits de realimentação, o grau de diversidade será igual a pM_T .*

Seja \mathbf{r} o vetor coluna que contém os sinais recebidos na única antena receptora nos instantes $1, \dots, T$. Pode-se escrever

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_k \mathbf{h} + \mathbf{e}, \quad (3.13)$$

em que \mathbf{e} representa o ruído nos T instantes de tempo. Para \mathbf{D}_k em (3.12), pode-se reescrever \mathbf{r} na forma:

$$\mathbf{r} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}, \quad (3.14)$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_k$ é um canal equivalente definido como:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{h}_1 \quad b_1 \mathbf{h}_2 \quad b_2 \mathbf{h}_3 \quad \dots \quad b_{p-1} \mathbf{h}_p].$$

Pode-se interpretar (3.14) da seguinte maneira: o OSTBC \mathbf{C} é transmitido por um canal equivalente que depende do índice k . A idéia é escolher esse índice de modo que os subgrupos de canais se somem o mais “coerentemente” possível, resultando na maior SNR possível para o \mathbf{h} dado. Daí a razão do nome desta técnica. Para ilustrar, usaremos um exemplo simples.

3.2.1 Exemplo de um Código Grupo-Coerente

O exemplo apresentado a seguir serve para mostrar como um código grupo-coerente pode ser implementado a partir de um OSTBC. Nesse exemplo, o OSTBC considerado é o código de Alamouti:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}.$$

Um GCC com quatro antenas transmissoras pode ser facilmente obtido a partir de (3.12), com $p = 2$:

$$\mathbf{D}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{D}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad -\mathbf{C}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_1 & -s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}.$$

Pode-se mostrar que a SNR no receptor é dada por:

$$\gamma_{GCC} = \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + b_1 \beta \right),$$

em que

$$\beta = h_1 h_3^* + h_1^* h_3 + h_2 h_4^* + h_2^* h_4. \quad (3.15)$$

Deve-se notar que β é real (pois, para x complexo, temos que $x + x^* = 2\Re\{x\}$), podendo assumir um valor positivo ou negativo. Como o receptor conhece o canal (ou seja, os h_i 's), ele poderá determinar o valor de b_1 (se $+1$ ou se -1) que maximiza a SNR. Baseado nessa informação, o receptor indica ao transmissor com qual código ele deverá transmitir a informação. Note que, escolhendo-se b_1 apropriadamente a cada nova realização do canal, γ_{GCC} se torna uma variável aleatória qui-quadrática com 4 graus de liberdade (acrescida de um termo $b_1\beta$ sempre positivo), o que resulta num ganho de diversidade de ordem 4, como previsto pela Propriedade 2.

3.3 Códigos Grupo-Coerentes Generalizados

Nesta seção, apresentam-se os códigos grupo-coerentes generalizados, considerados pelo autor em [30], sendo portanto uma contribuição desta tese de doutorado. As propriedades válidas para os GCCs também continuam sendo válidas para os GGCCs. Considere um OSTBC \mathbf{C} para M_T antenas transmissoras, onde $M_T \geq 1$. Um GGCC para $p M_T$ antenas transmissoras, onde p é um inteiro

≥ 2 , pode ser obtido da seguinte maneira:

$$\mathbf{GD}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad \beta_1 \mathbf{C} \quad \beta_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad \beta_{p-1} \mathbf{C}], \quad (3.16)$$

em que $\beta_i = e^{j\theta_i}$, com $\theta_i \in [0, 2\pi)$. Por conveniência, adota-se $\theta_0 = 0$. Se um número infinito de bits pudesse ser realimentado, o receptor informaria ao transmissor o valor mais apropriado para cada θ_i , $i = 1, \dots, p-1$. Em situações práticas, uma quantização para um número finito de bits é requerida, e teremos que $\theta_i \in M$ -PSK.

3.3.1 Exemplo de um GGCC

Considere o código de Alamouti representado por:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}.$$

Um GGCC para quatro antenas transmissoras é então representado por:

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}e^{j\theta_1}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_1 e^{j\theta_1} & s_2 e^{j\theta_1} \\ -s_2^* & s_1^* & -s_2^* e^{j\theta_1} & s_1^* e^{j\theta_1} \end{bmatrix}.$$

Os sinais recebidos nos intervalos de tempo 1 e 2 são, respectivamente:

$$r_1 = \frac{1}{2} (h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_1 e^{j\theta_1} + h_4 s_2 e^{j\theta_1}) + \mathbf{e}_1$$

e

$$r_2 = \frac{1}{2} (-h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_2^* e^{j\theta_1} + h_4 s_1^* e^{j\theta_1}) + \mathbf{e}_2.$$

O seguinte processamento linear produz as entradas desejadas para o decodificador ML:

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= (h_1 + h_3 e^{j\theta_1})^* r_1 + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1}) r_2^* \\ &= \frac{1}{2} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta) s_1 + \\ &\quad (h_1 + h_3 e^{j\theta_1})^* e_1 + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1}) e_2^*\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}\hat{s}_2 &= (h_2 + h_4 e^{j\theta_1})^* r_1 - (h_1 + h_3 e^{j\theta_1}) r_2^* \\ &= \frac{1}{2} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta) s_2 - \\ &\quad (h_1 + h_3 e^{j\theta_1}) e_2^* + (h_2 + h_4 e^{j\theta_1})^* e_1,\end{aligned}$$

em que $\beta = h_1 h_3^* e^{-j\theta_1} + h_1^* h_3 e^{j\theta_1} + h_2 h_4^* e^{-j\theta_1} + h_2^* h_4 e^{j\theta_1}$ e $h_i = \alpha_i e^{j\xi_i}$.

Reescrevendo β em termos dos módulos e das fases dos coeficientes complexos do canal, tem-se que:

$$\begin{aligned}\beta &= \alpha_{13} e^{-j(\xi_3 - \xi_1 + \theta_1)} + \alpha_{13} e^{-j(\xi_1 - \xi_3 - \theta_1)} + \\ &\quad \alpha_{24} e^{-j(-\xi_2 + \xi_4 + \theta_1)} + \alpha_{24} e^{-j(\xi_2 - \xi_4 - \theta_1)},\end{aligned}\tag{3.17}$$

em que $\alpha_{ij} := \alpha_i \alpha_j$. O objetivo aqui é encontrar o valor de θ_1 que maximize (3.17).

Derivando-se β em relação a θ_1 , e igualando o resultado a zero, chega-se a:

$$\tan(\theta_{1,opt}) = \frac{\tan(\xi_1 - \xi_3)}{(1 + \Delta)\Gamma} + \frac{\tan(\xi_2 - \xi_4)\Gamma}{(1 + 1/\Delta)},\tag{3.18}$$

em que $\Delta = \frac{\alpha_{24}}{\alpha_{13}}$ e $\Gamma = \frac{\cos(\xi_2 - \xi_4)}{\cos(\xi_1 - \xi_3)}$. O valor de $\theta_{1,opt}$ em (3.18) maximiza a seguinte SNR:

$$\gamma_A = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \beta_{opt}}{4} \gamma_0,\tag{3.19}$$

em que β_{opt} é obtido substituindo θ_1 por $\theta_{1,opt}$ em (3.17). Como já mencionado, para o caso quantizado, deve-se encontrar o valor de θ_1 , em que $\theta_1 \in M$ -PSK, que mais se

aproxima do valor ótimo em (3.18). O número de bits de realimentação requerido, no caso geral, será igual a $p \log_2(M)$.

3.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, comparam-se os esquemas TAS discutidos na Seção 3.1 em termos de seus desempenhos de erro através de resultados de simulação. Apresenta-se a taxa de erro de bit para uma modulação BPSK sob efeito de um desvanecimento do tipo Rayleigh plano e quase-estático. Assume-se, em todas simulações, que o sistema possui $M_R = 1$ antena receptora. A BER para o caso em que não há diversidade ($M_T = M_R = 1$) também é apresentada e utilizada como referência.

Tabela 3.1 Comparação dos Esquemas com $M_T = 4$ e 3 bits de realimentação.

	Al./Sel.Ant.	GGCC/Al./8PSK	GCC/Tri./BPSK
Cad. de RF	2	2	1
Atraso de Dec.	2	2	1
Diversidade	4	4	4

Tabela 3.2 Comparação dos Esquemas com $M_T = 4$ e 2 bits de realimentação.

	Triv/Sel.Ant.	GGCC/Alam/QPSK
Cad. de RF	1	2
Atraso de Dec.	1	2
Diversidade	4	4

A Figura 3.3 mostra, para $M_T = 6$ antenas transmissoras, a BER dos esquemas TAS/EA3, TAS/A, TAS/EA123, TAS/T, TAS/híbrido-1p e TAS/híbrido-2. O esquema TAS/EA123, que não foi descrito previamente, corresponde à seleção das melhores três antenas e do melhor código EA (EA1, EA2 ou EA3). Esse é o mesmo esquema TAS/híbrido-1p, dado no Exemplo 4, sem considerar o código de Alamouti. Um resultado interessante é que o esquema TAS/EA3 não alcança diversidade completa (i.e., ordem 6). Isso já era esperado, uma vez que o código EA3 é um NOSTBC. Porém, quando se realiza a permutação entre as antenas selecionadas, o

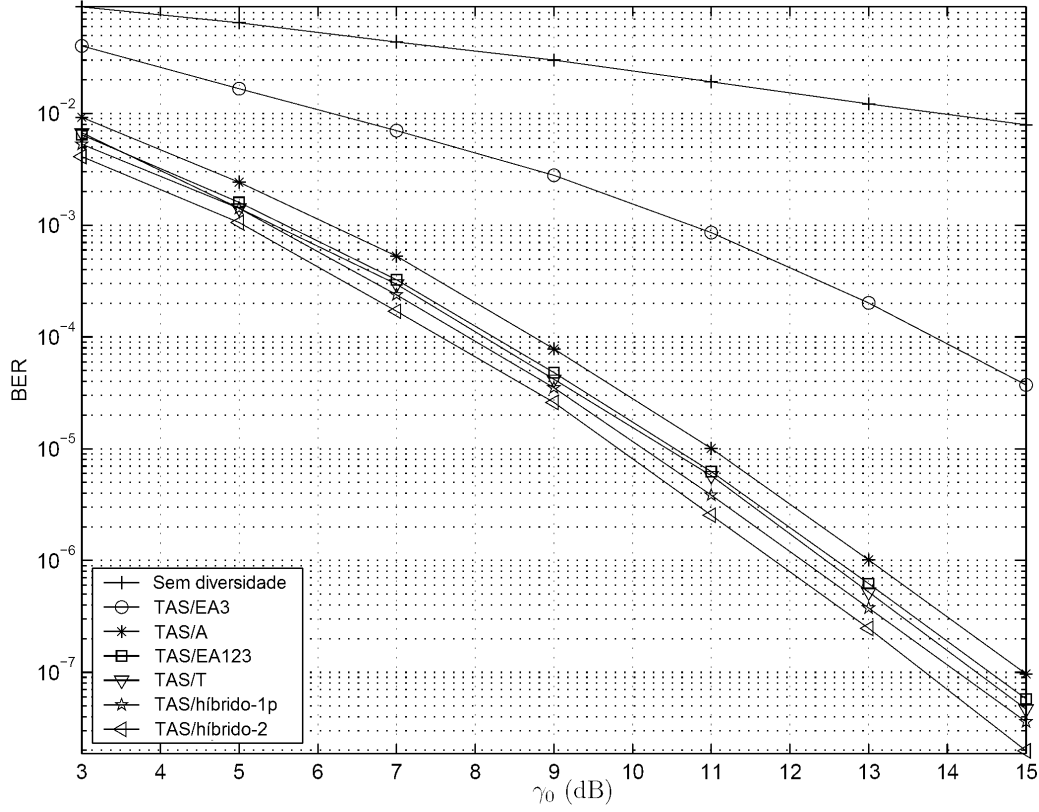


Figura 3.3 BER dos esquemas TAS/EA3, TAS/A, TAS/EA123, TAS/T, TAS/híbrido-1p, e TAS/híbrido-2, para modulação BPSK, $M_T = 6$ e $M_R = 1$.

esquema TAS/EA123 obtém diversidade completa, mesmo com todos os códigos em Ω sendo não ortogonais. Na verdade, o desempenho de TAS/EA123 é ligeiramente melhor do que o de TAS/A, que considera somente um único OSTBC. Esse resultado veio sem muita surpresa, uma vez que os códigos EAs podem ser vistos como o código de Alamouti transmitido por dois canais efetivos, sendo um deles constituído pela associação, baseada na CSI, de outros dois canais, permitindo um ganho de SNR média. Em relação às curvas na Figura 3.3, o desempenho superior do esquema híbrido corrobora com o resultado em relação à SNR média apresentado na Seção 3.1.5. Note que o ganho de codificação do esquema TAS/híbrido-2 sobre o esquema TAS/T é em torno de 0,7 dB, para uma alta SNR, enquanto o ganho de SNR média encontrado na Seção 3.1.5 foi de somente 0,33 dB.

Com o objetivo de demonstrar que o ganho de diversidade completo é obtido

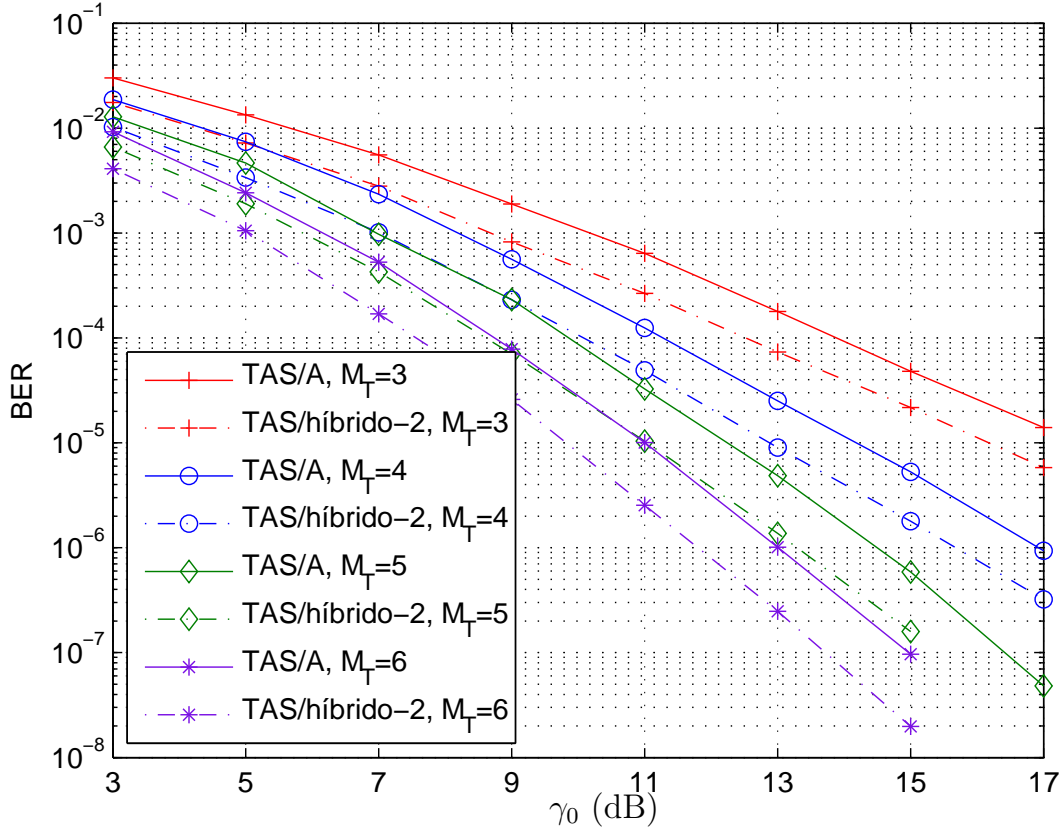


Figura 3.4 BER dos esquemas TAS/híbrido-2 ($M_t^k = 1$ ou 3) e TAS/A ($M_t^k = 2$) para modulação BPSK, $M_T = 3, \dots, 6$, e $M_R = 1$. Diversidade completa (i.e., ordem M_T) é alcançada como se todas antenas transmissoras fossem utilizadas.

com o esquema TAS, mesmo na presença de NOSTBCs, a BER para os esquemas TAS/híbrido-2 e TAS/A é mostrada na Figura 3.4. Note que a derivada da curva (inclinação da curva) está relacionada com M_T .

Nas Figuras 3.5, 3.6 e 3.7, são mostradas as curvas de BER versus $\gamma_0 = E_s/N_0$ para alguns GCCs e GGCCs, obtidas a partir de simulações Monte Carlo. A comparação desses esquemas é feita em termos do número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão. Em todas as simulações, adotou-se a modulação BPSK, e considerou-se o canal com desvanecimento Rayleigh plano e quase-estático, com $M_T = 4$ antenas transmissoras e uma antena receptora.

Na Figura 3.5, foram simulados três esquemas que requerem 3 bits de

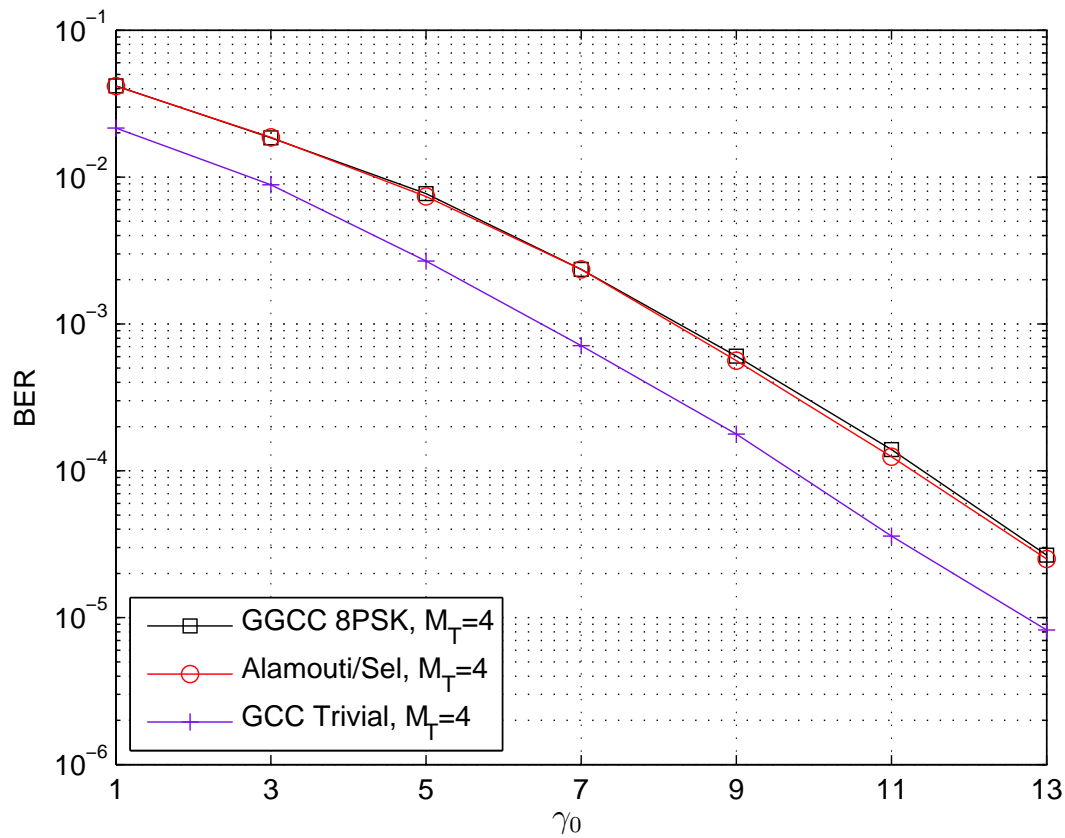


Figura 3.5 BER para diversos esquemas com 3 bits de realimentação e modulação BPSK.

realimentação, a saber, o GGCC usando o código de Alamouti com $\theta_i \in 8\text{-PSK}$, o esquema de seleção de antenas com Alamouti (seleciona as duas melhores antenas das quatro disponíveis) e o esquema GCC trivial, que é bem superior, e praticamente não há diferença entre o esquema de seleção de antenas com Alamouti e o esquema GGCC que utiliza o código de Alamouti com de 3 bits de realimentação.

Na Figura 3.6, foram simulados dois esquemas que requerem 2 bits de realimentação, a saber, o GGCC usando o código de Alamouti e com quantização de 2 bits (QPSK) e o esquema de seleção de antenas com o STBC trivial (seleciona a melhor antena das quatro disponíveis). Novamente, o desempenho do esquema que usa o STBC trivial (agora inserido numa estratégia de seleção de antenas) é bem superior.

Com o propósito de avaliar o efeito da quantização da fase θ_1 no esquema

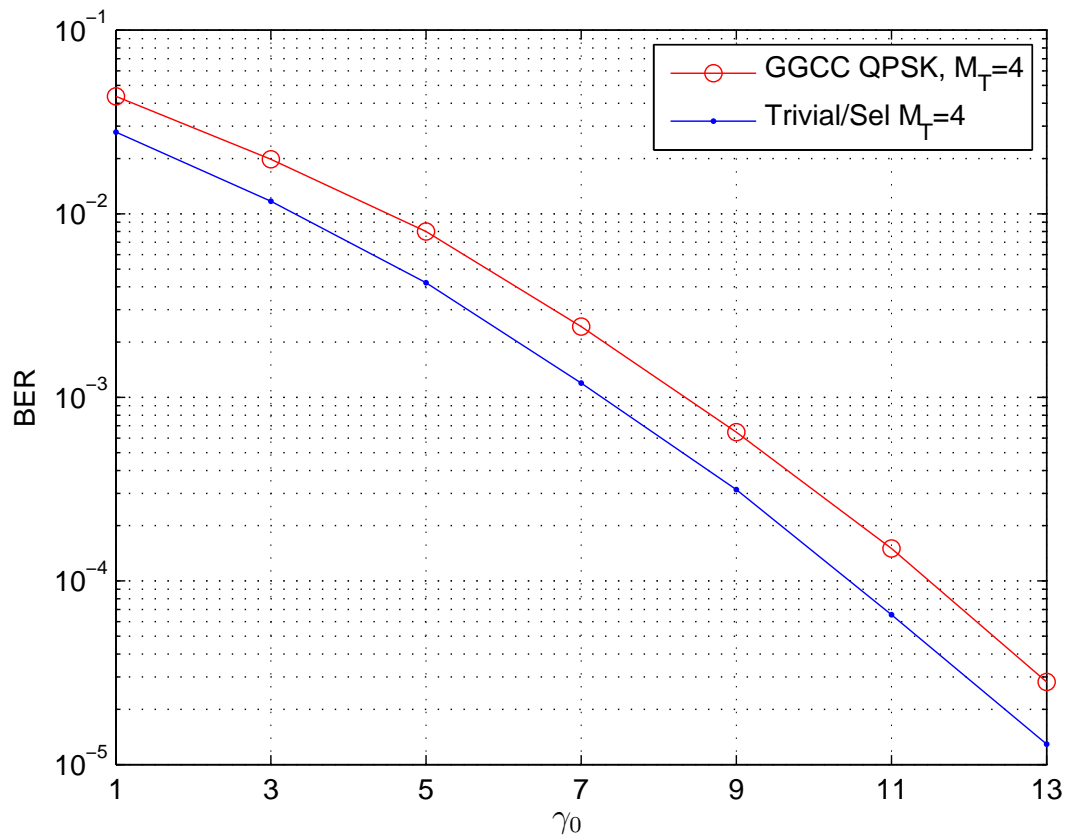


Figura 3.6 BER para dois esquemas com 2 bits de realimentação e modulação BPSK.

GGCC/Alamouti da Seção 3.3.1, as simulações desse esquema para quantização de 1 (BPSK), 2 (QPSK) e 3 (8-PSK) bits de realimentação, bem como o caso não quantizado (ideal), foram realizadas. Os resultados são apresentados na Figura 3.7. Pode-se perceber que, para o caso do código de Alamouti e com $M_T = 4$ antenas, que foi o caso considerado em [28, 29], vale a pena se transmitir um bit adicional de realimentação. O ganho em relação ao caso da quantização para o BPSK (adotado em [28, 29]) é de aproximadamente 0,6 dB. Por outro lado, um número maior de bits de realimentação nesse caso provoca uma saturação no desempenho, não oferecendo uma boa relação de custo \times benefício. O esquema GGCC/Alamouti com quantização de 2 bits é a melhor escolha.

Com relação ao número de cadeias de RF, atraso de decodificação, número de bits de realimentação e grau de diversidade de transmissão, os esquemas simulados

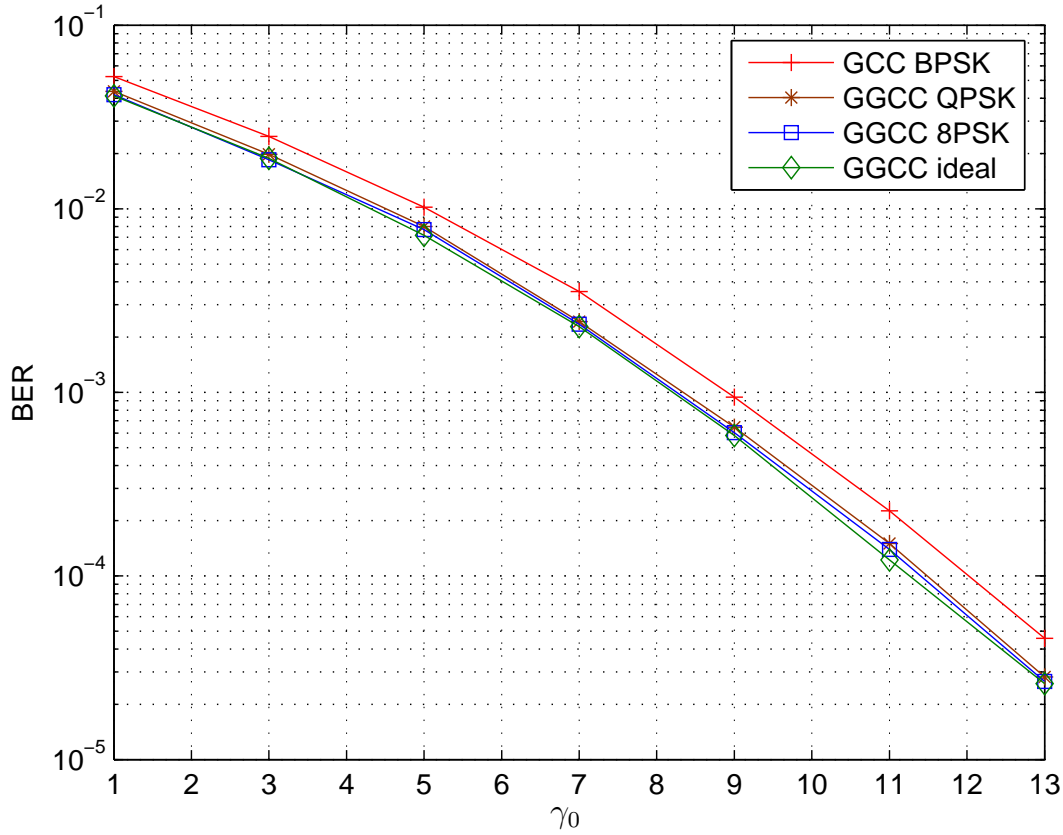


Figura 3.7 BER para o esquema GGCC/trivial obtidas para o caso de $M_T = 4$, $M_R = 1$, taxa de transmissão unitária, modulação BPSK, considerando diferentes quantizações para θ .

são comparados nas Tabelas 3.1 e 3.2, de onde se pode escolher a melhor solução, em termos desses parâmetros, de acordo com as necessidades da aplicação. Nas Tabelas 3.1 e 3.2, note que, também com relação a esses parâmetros, não há diferença entre o GGCC usando o código de Alamouti com quantização de 3 bits (8-PSK) e o esquema de seleção de antenas com Alamouti e, mais importante, o esquema que usa o STBC trivial é a melhor escolha tanto para 2 quanto para 3 bits de realimentação.

3.5 Comentários

Deve-se notar que, mesmo com a generalização dos GCCs apresentada nesta seção, talvez existam outros esquemas simples de seleção híbrida que possam apresentar um melhor desempenho de erro. Assim, um estudo mais aprofundado

sobre esquemas de seleção e a proposição de um problema de otimização para determinar o melhor conjunto de códigos, para um determinado esquema de transmissão com seleção foi considerado nesta tese, conforme será visto no próximo capítulo.

No Capítulo 4, apresentam-se os esquemas de transmissão com códigos de dispersão linear para canais MIMO com realimentação limitada, o problema de otimização referente à busca dos melhores conjuntos de LDCs, bem como as soluções obtidas para o problema de otimização.

Proposta de Códigos de Dispersão Linear para Transmissão Assistida por Realimentação

Neste capítulo, para um sistema de comunicação sem fio com $M_T \geq 2$ antenas transmissoras, M_R antenas receptoras e realimentação limitada (ilustrado na Figura 4.1), propõe-se um esquema de transmissão com seleção de códigos (CS) (*code selection*) que seleciona o melhor código de dispersão linear (LDC) de um conjunto de 2^{b_f} LDCs, onde b_f é o número de bits de realimentação. Por melhor LDC, entende-se o LDC que minimiza a probabilidade de erro *instantânea*.

Ainda neste capítulo, para uma quantidade prescrita de bits de realimentação, a determinação do melhor conjunto de LDCs, ou seja, aquele que minimiza a probabilidade de erro *média*, é descrita como um problema de otimização. A solução geral desse problema, no entanto, é demasiada complicada. Porém, para certos valores de M_T , b_f e Q símbolos de informação, obtiveram-se bons conjuntos de LDCs através do uso de um algoritmo de otimização iterativa. Os resultados são apresentados somente para códigos de dispersão linear com taxa de transmissão unitária, mas esta restrição pode ser removida.

Na Seção 4.1, apresenta-se a classe de códigos denominada códigos de dispersão linear. Na Seção 4.2, faz-se uma descrição do modelo do canal MIMO empregando-se

LDCs, e na Seção 4.3 alguns exemplos de LDCs são considerados. A Seção 4.4 apresenta o problema de otimização considerado nesta tese. Na Seção 4.5, descreve-se o algoritmo de otimização iterativa usado para se obter os bons conjuntos de LDCs para certos parâmetros selecionados, que são apresentados na Seção 4.6. Na Seção 4.7, os resultados de simulação são considerados. Finalmente, na Seção 4.8, resultados de simulação são apresentados.

4.1 Códigos de Dispersão Linear

Os códigos de dispersão linear foram introduzidos por Hassib *et. al* [5] em 2002. Sabe-se de [5] que os LDCs são bons candidatos para transmissão de dados em sistemas MIMO que requerem alta taxa de transmissão. Uma característica desta classe de códigos é que as palavras-código transmitidas por um LDC são formadas pelas combinações lineares, nas dimensões tempo e espaço, de certas matrizes de dispersão linear, sendo os símbolos de dados transmitidos os coeficientes dessas combinações.

Todos os códigos citados nas seções anteriores podem ser representados através das matrizes de dispersão linear. Logo, todos esses códigos podem ser considerados como casos específicos de códigos de dispersão linear. Vale acrescentar que a facilidade de codificação e decodificação é uma característica importante dos LDCs, o que torna essa classe de códigos ainda mais atrativa.

4.2 Modelo do Canal MIMO Empregando-se Códigos de Dispersão Linear

Nesta seção, considera-se um sistema MIMO com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras. Assume-se que o canal sofre desvanecimento do tipo Rayleigh plano e permanece constante por τ intervalos de símbolo. A relação entrada-saída deste sistema é dada por:

$$\mathbf{Y} = \gamma_0 \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{E}, \quad (4.1)$$

onde \mathbf{Y} é a matriz, de dimensões $\tau \times M_R$, que contém os sinais recebidos; \mathbf{X} é a matriz, de dimensões $\tau \times M_T$, que contém os sinais transmitidos; \mathbf{E} é a matriz, de dimensões $\tau \times M_R$, que representa o ruído aditivo Gaussiano circularmente simétrico, com média zero e variância unitária $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{\tau M_R})$; \mathbf{H} é a matriz canal MIMO, de dimensões $M_T \times M_R$; $\gamma_0 = \sqrt{\frac{\rho}{M_T}}$, e ρ é a SNR *média* em cada antena receptora, independentemente do número de antenas receptoras. Considera-se que os símbolos de informação $\{s_q\}$, $q = 1, \dots, Q$, pertençam a uma constelação complexa de sinais r -QAM com energia média unitária, e são transmitidos em τ intervalos de símbolo. A matriz de dispersão linear \mathbf{X} é dada por [5]

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{A}_q + j\beta_q \mathbf{B}_q, \quad (4.2)$$

em que os símbolos transmitidos s_q são divididos em parte real e parte imaginária, ou seja, $s_q = \alpha_q + j\beta_q$. $\{\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q\}$, $q = 1, \dots, Q$, são matrizes de dispersão complexas, de dimensões $\tau \times M_T$, que especificam o código. A taxa de transmissão de um LDC é dada por:

$$R = \frac{Q \log_2 r}{\tau} \text{ (bit/intervalo de símbolo)}. \quad (4.3)$$

Tipicamente, as matrizes de dispersão $\{\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q\}$, $q = 1, \dots, Q$, devem satisfazer a uma das seguintes restrições de energia, listadas em ordem crescente de restringência [5]:

$$\sum_{q=1}^Q \text{Tr}(\mathbf{A}_q^H \mathbf{A}_q + \mathbf{B}_q^H \mathbf{B}_q) = 2\tau M_T; \quad (4.4)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{A}_q^H \mathbf{A}_q) = \text{Tr}(\mathbf{B}_q^H \mathbf{B}_q) = \frac{\tau M_T}{Q}, \quad q = 1, \dots, Q; \quad (4.5)$$

$$\mathbf{A}_q^H \mathbf{A}_q = \mathbf{B}_q^H \mathbf{B}_q = \frac{\tau}{Q} \mathbf{I}_{M_T}, \quad q = 1, \dots, Q, \quad (4.6)$$

em que $(\cdot)^H$ denota a operação conjugado transposto e Tr é o traço da matriz. Definem-se $\mathbf{Y}_R \triangleq \Re\{\mathbf{Y}\}$ e $\mathbf{Y}_I \triangleq \Im\{\mathbf{Y}\}$. Denota-se a n -ésima coluna de \mathbf{Y}_R , \mathbf{Y}_I ,

$\mathbf{H}_R, \mathbf{H}_I, \mathbf{E}_R$ e \mathbf{E}_I , respectivamente, por $\mathbf{y}_{R,n}, \mathbf{y}_{I,n}, \mathbf{h}_{R,n}, \mathbf{h}_{I,n}, \mathbf{e}_{R,n}$ e $\mathbf{e}_{I,n}$, e definem-se

$$\mathcal{A}_q \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{R,q} & -\mathbf{A}_{I,q} \\ \mathbf{A}_{I,q} & \mathbf{A}_{R,q} \end{bmatrix}, \quad \mathcal{B}_q \triangleq \begin{bmatrix} -\mathbf{B}_{I,q} & -\mathbf{B}_{R,q} \\ \mathbf{B}_{R,q} & -\mathbf{B}_{I,q} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

$$\underline{\mathbf{h}}_n \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{R,n} \\ \mathbf{h}_{I,n} \end{bmatrix},$$

em que $n = 1, \dots, M_R$, e $\mathbf{A}_{R,q}, \mathbf{A}_{I,q}, \mathbf{B}_{R,q}$ e $\mathbf{B}_{I,q}$ são as partes real e imaginária das matrizes \mathbf{A}_q e \mathbf{B}_q , respectivamente. Em posse dessas definições, pode-se reescrever (4.1) da seguinte forma:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{R,1} \\ \mathbf{y}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{R,M_R} \\ \mathbf{y}_{I,M_R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{\rho}{M_T}} \mathcal{H} \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \alpha_Q \\ \beta_Q \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{R,1} \\ \mathbf{e}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{e}_{R,M_R} \\ \mathbf{e}_{I,M_R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}}, \quad (4.8)$$

em que a matriz real de canal equivalente, \mathcal{H} , de dimensões $2M_R \times 2Q$ é dada por

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_1 \underline{\mathbf{h}}_1 & \mathcal{B}_1 \underline{\mathbf{h}}_1 & \dots & \mathcal{A}_Q \underline{\mathbf{h}}_1 & \mathcal{B}_Q \underline{\mathbf{h}}_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathcal{A}_1 \underline{\mathbf{h}}_{M_R} & \mathcal{B}_1 \underline{\mathbf{h}}_{M_R} & \dots & \mathcal{A}_Q \underline{\mathbf{h}}_{M_R} & \mathcal{B}_Q \underline{\mathbf{h}}_{M_R} \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Na próxima seção, apresentam-se alguns exemplos de STBCs expressos na forma de LDCs.

4.3 Exemplos de LDCs

Nesta seção apresentam-se alguns casos especiais de LDCs. Dentre eles, podemos citar o esquema V-BLAST [55], o esquema clássico de Alamouti [35], e o código de Alamouti estendido [25], proposto em [42].

Vale acrescentar que uma das características dos LDCs é sua simplicidade de codificação (4.2). Além disso, os LDCs podem ser decodificados de maneira muito eficiente através de algoritmos bem conhecidos da literatura, tais como: o decodificador esférico [56], o decodificador seqüencial de Monte-Carlo [57], o detector de anulamento e cancelamento [58], bem como os detectores lineares [59].

Abaixo, apresentam-se alguns exemplos de códigos espaço-temporais de bloco representados através de matrizes de dispersão linear.

Exemplo 5 (Alamouti) . Para o código de Alamouti [3], estabelecem-se os seguintes parâmetros: $\tau = 2$, $M_T = 2$, $Q = 2$. As matrizes de dispersão são:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

e (4.2) pode ser expressa como

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_A &= \alpha_1 \mathbf{A}_1 + j\beta_1 \mathbf{B}_1 + \alpha_2 \mathbf{A}_2 + j\beta_2 \mathbf{B}_2 \\ &= \alpha_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j\beta_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + j\beta_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \alpha_2 \\ -\alpha_2 & 0 \end{bmatrix} + j \left\{ \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 \\ 0 & -\beta_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_2 \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix} \right\} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_1 + j\beta_1 & \alpha_2 + j\beta_2 \\ -\alpha_2 + j\beta_2 & \alpha_1 - j\beta_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{4.10}$$

Exemplo 6 (V-BLAST) . Para o código V-BLAST [55], estabelecem-se os seguintes parâmetros: $\tau = 1$, $M_T = 2$, $Q = 2$. As matrizes de dispersão são:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

e (4.2) pode ser expressa como

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_V &= \alpha_1 \mathbf{A}_1 + j\beta_1 \mathbf{B}_1 + \alpha_2 \mathbf{A}_2 + j\beta_2 \mathbf{B}_2 \\ &= \alpha_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j\beta_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + j\beta_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_1 + j\beta_1 & \alpha_2 + j\beta_2 \\ \alpha_2 + j\beta_2 & \alpha_1 + j\beta_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2 & s_1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{4.11}$$

Exemplo 7 (Alamouti Estendido) . Para o código de Alamouti estendido [25] estabelecem-se os seguintes parâmetros: $\tau = 2$, $M_T = 3$, $Q = 2$. As matrizes de dispersão são

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

e (4.2) e pode ser expressa como

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_{\mathbf{EA}} &= \alpha_1 \mathbf{A}_1 + j\beta_1 \mathbf{B}_1 + \alpha_2 \mathbf{A}_2 + j\beta_2 \mathbf{B}_2 \\
 &= \alpha_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} + j\beta_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} + j\beta_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & \alpha_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \alpha_2 & \alpha_2 \\ -\alpha_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \\
 &\quad j \left\{ \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta_1 & -\beta_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_2 & \beta_2 \\ \beta_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha_1 + j\beta_1 & \alpha_2 + j\beta_2 & \alpha_2 + j\beta_2 \\ -\alpha_2 + j\beta_2 & \alpha_1 - j\beta_1 & \alpha_1 - j\beta_1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix}. \tag{4.12}
 \end{aligned}$$

4.4 Apresentação da Proposta via um Problema de Otimização

Nesta seção, propõem-se LDCs para canais MIMO com realimentação limitada. Considera-se o sistema MIMO descrito na Figura 4.1 com $M_T \geq 2$ antenas transmissoras e, por simplicidade, $M_R = 1$ antena receptora. Assume-se que os coeficientes dos desvanecimentos dos canais sejam perfeitamente estimados pelo receptor, e que exista um canal de realimentação totalmente livre de erros e de atrasos, através do qual b_f bits possam ser enviados ao transmissor. No esquema de transmissão aqui proposto, baseado nas condições instantâneas do canal, o receptor (considera-se um receptor linear) determina qual LDC, dentro de um conjunto de 2^{b_f} LDCs, produz a máxima SNR instantânea (isto é, a mínima probabilidade de

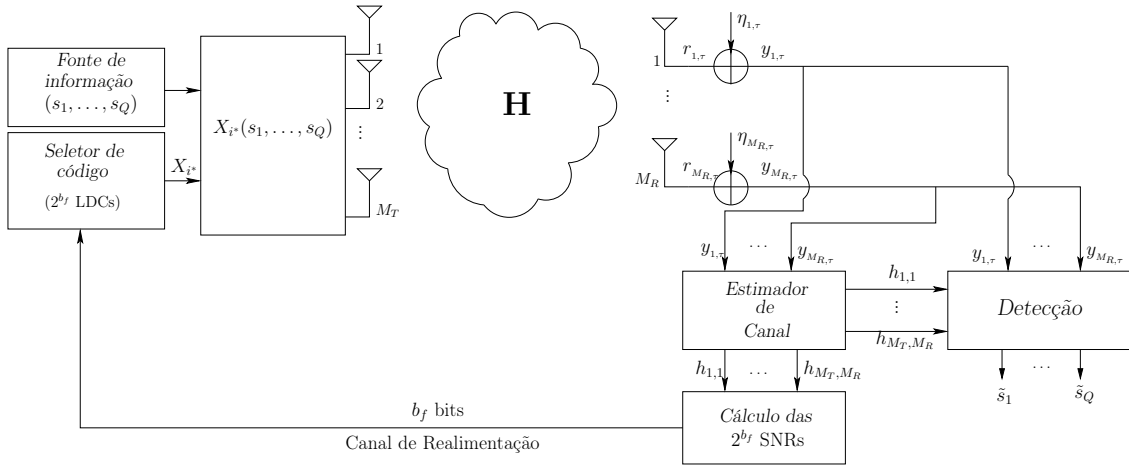


Figura 4.1 Esquema de transmissão MIMO considerando códigos de dispersão linear.

erro instantânea). Então, o receptor envia um índice (b_f bits) através do canal de realimentação indicando qual LDC (o que produz a maior SNR) deve ser usado pelo transmissor.

Seja $J = \{1, \dots, 2^{b_f}\}$ um conjunto de índices. Seja $\mathcal{S} = \{\{\mathbf{A}(i), \mathbf{B}(i)\} : i \in J\}$ o conjunto contendo 2^{b_f} LDCs. Seja $\mathcal{H}(\{\mathbf{A}(i), \mathbf{B}(i)\}, \mathbf{H})$ a matriz em (4.9) para o i -ésimo LDC em \mathcal{S} para uma dada realização de canal \mathbf{H} . A probabilidade de erro instantânea em relação ao par (PEP) (*pairwise error probability*), isto é, a probabilidade condicionada a \mathcal{H} de que o receptor de máxima verossimilhança decida erroneamente em favor de um vetor real \mathbf{e} , dado que o vetor de dados real \mathbf{x} , definido em (4.8), foi transmitido, é dada por:

$$P(\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{e} | \mathcal{H}) = P(\|\mathbf{y} - \gamma_0 \mathcal{H} \mathbf{e}\|^2 < \|\mathbf{y} - \gamma_0 \mathcal{H} \mathbf{x}\|^2), \quad (4.13)$$

que é bem aproximada por [4]

$$P(\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{e} | \mathcal{H}) \leq \exp\left(-\|\mathcal{H}(\mathbf{x} - \mathbf{e})\|^2 \frac{\gamma_0^2 M_T}{4}\right), \quad (4.14)$$

em que $\|\cdot\|^2$ denota a norma de Frobenius. A probabilidade de erro em (4.13) não somente depende da constelação de sinais adotada, mas também dos pares de vetores formados entre os sinais enviados e os sinais detectados erroneamente, o que torna

complicada a nossa análise. Em vez disso, optou-se por uma forma de representar a probabilidade de erro que dependesse essencialmente das condições instantâneas do canal \mathbf{H} e da descrição do LDC, que é obtida pelas matrizes de dispersão \mathbf{A} e \mathbf{B} , sem depender da constelação de símbolos adotada. Em função disso, tornou-se apropriado considerar a PEP condicionada a \mathcal{H} obtida em [5]

$$P_e(\mathcal{H}) \leq \frac{1}{2} \det \left(\left[I + \frac{\gamma_0^2}{2} \mathcal{H}^T \mathcal{H} \right]^{-1/2} \right), \quad (4.15)$$

em que $(\cdot)^T$ denota a operação transposto. Nesta fórmula, assume-se que as entradas do sistema são do tipo Gaussiana, o que a torna independente de qualquer constelação que seja adotada. Em nosso esquema de transmissão, considerando uma dada realização de canal \mathbf{H} e um dado conjunto \mathcal{S} de LDCs, o receptor seleciona o índice i_{opt} correspondente ao melhor LDC, de acordo com a seguinte equação:

$$i_{opt} = \arg \min_i P_e(\mathcal{H}(\{\mathbf{A}(i), \mathbf{B}(i)\}, \mathbf{H})). \quad (4.16)$$

Descreve-se agora o problema de otimização relacionado à determinação do conjunto ótimo de LDCs. O objetivo aqui é encontrar o conjunto de LDCs que minimize a PEP *média* sobre todas as realizações de canal. Seja

$$\overline{P}_e(\mathcal{S}) = E_{\mathbf{H}} \min_{\{\mathbf{A}, \mathbf{B}\} \in \mathcal{S}} P_e(\mathcal{H}(\{\mathbf{A}, \mathbf{B}\}, \mathbf{H})) \quad (4.17)$$

a PEP média para o conjunto \mathcal{S} de LDCs. É importante observar que um LDC $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}\}$ é um ponto no espaço complexo $\mathbb{C}^{2\tau M_T Q}$. Logo, um conjunto \mathcal{S} é um ponto no espaço complexo $\underbrace{\mathbb{C}^{2\tau M_T Q} \times \dots \times \mathbb{C}^{2\tau M_T Q}}_{2^{b_f} \text{ vezes}}$. Portanto, o conjunto ótimo \mathcal{S}^* de LDCs (sujeito a uma das restrições de energia apresentadas no Capítulo 2) é dado por

$$\mathcal{S}_{opt} = \arg \min_{\mathcal{S} \in \underbrace{\mathbb{C}^{2\tau M_T Q} \times \dots \times \mathbb{C}^{2\tau M_T Q}}_{2^{b_f} \text{ vezes}}} \overline{P}_e(\mathcal{S}). \quad (4.18)$$

Conforme foi observado em [7], a minimização do valor esperado de (4.15) não pode

ser resolvida analiticamente. O problema de otimização em (4.18), que é muito mais complexo, deve, portanto, ser resolvido através de algum método baseado em simulação. Nesse caso, o espaço complexo multidimensional no qual as matrizes de dispersão linear residem deve estar restrito a algum subespaço finito, e esperanças em relação a \mathbf{H} devem ser obtidas através de um grande número de realizações de canal.

4.5 Otimização Iterativa

Nesta seção, descreve-se o algoritmo de otimização iterativa usado para encontrar os conjuntos de códigos que serão apresentados na Seção 6.3. Por simplicidade, o algoritmo iterativo é descrito somente para os parâmetros: $M_T = 2$, $M_R = 1$, $\tau = Q = 1$ e $b_f = 1$. Considera-se a função custo em (4.18). A restrição de energia em (4.5) é adotada.

Em nosso exemplo, cada iteração é dividida em quatro subiterações. As matrizes de dispersão $\mathbf{A}_1^{(m,n)}(i)$ e $\mathbf{B}_1^{(m,n)}(i)$, para $i = 1, 2$, produzidas no final de cada subiteração n da iteração m , são definidas como:

$$\mathbf{A}_1^{(m,n)}(1) \triangleq \begin{bmatrix} a_4^{(m,n)} \\ a_3^{(m,n)} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{B}_1^{(m,n)}(1) \triangleq \begin{bmatrix} b_4^{(m,n)} \\ b_3^{(m,n)} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{A}_1^{(m,n)}(2) \triangleq \begin{bmatrix} a_2^{(m,n)} \\ a_1^{(m,n)} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{B}_1^{(m,n)}(2) \triangleq \begin{bmatrix} b_2^{(m,n)} \\ b_1^{(m,n)} \end{bmatrix}^T.$$

O algoritmo é inicializado com $a_k^{(0,4)} = b_k^{(0,4)} = 1$, $k = 2, 3, 4$. No começo da subiteração n da iteração m , as matrizes auxiliares $\tilde{\mathbf{A}}(i)$ e $\tilde{\mathbf{B}}(i)$, para $i = 1, 2$, são definidas como:

$$\tilde{\mathbf{A}}(1) \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{a}_4 \\ \tilde{a}_3 \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{B}}(1) \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{b}_4 \\ \tilde{b}_3 \end{bmatrix}^T,$$

(4.19)

$$\tilde{\mathbf{A}}(2) \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_1 \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{B}}(2) \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{b}_2 \\ \tilde{b}_1 \end{bmatrix}^T,$$

cujos elementos são dados por:

$$\tilde{a}_k = \begin{cases} \gamma_1 e^{j\theta_1}, & \text{for } k = n \\ a_k^{(m,n-1)}, & \text{for } k < n \\ a_k^{(m-1,4)}, & \text{for } k > n \end{cases} \quad (4.20)$$

$$\tilde{b}_k = \begin{cases} \gamma_2 e^{j\theta_2}, & \text{for } k = n \\ b_k^{(m,n-1)}, & \text{for } k < n \\ b_k^{(m-1,4)}, & \text{for } k > n \end{cases}$$

Como uma consequência da restrição de energia em (4.5), γ_1 e γ_2 são forçados a ser unitários e, por isso, podem ser omitidos. Para a subiteração n da iteração m , as matrizes em (4.19) com os elementos em (4.20) substituem as matrizes $\{A, B\}$ em (4.17) e (4.18), e a otimização em (4.18) é realizada em relação às variáveis θ_1 e θ_2 , isto é, a minimização em (4.18) é resolvida. Neste trabalho, para reduzir o esforço computacional, o par (θ_1, θ_2) foi restrito ao conjunto $I_\theta \times I_\theta$, sendo $I_\theta = \{0, \pi/10, 2\pi/10, \dots, 19\pi/10\}$. A esperança em relação a \mathbf{H} em (4.17) foi obtida através de 20.000 realizações de canais. A subiteração n da iteração m termina atribuindo-se às matrizes $\mathbf{A}_1^{(m,n)}(1)$, $\mathbf{A}_1^{(m,n)}(2)$, $\mathbf{B}_1^{(m,n)}(1)$ e $\mathbf{B}_1^{(m,n)}(2)$ os valores ótimos de $\tilde{\mathbf{A}}(1)$, $\tilde{\mathbf{A}}(2)$, $\tilde{\mathbf{B}}(1)$ e $\tilde{\mathbf{B}}(2)$, respectivamente, obtidos no passo anterior. Depois da última subiteração da iteração m , o algoritmo passa para a subiteração 1 da iteração $m + 1$, e assim por diante.

Para esse algoritmo iterativo, a função custo é reduzida a cada passo e possui um limitante inferior. Logo, o algoritmo deve convergir. O programa realiza iterações

até que a função custo alcance um valor estável, que será, no pior caso, um mínimo local.

O algoritmo iterativo, descrito para um exemplo específico, pode ser facilmente estendido para outros valores de parâmetros.

4.6 Bons Conjuntos de LDCs para Parâmetros Selecionados

Os resultados obtidos através do algoritmo iterativo descrito na Seção 4.5 são apresentados nesta seção. No final desta seção, algumas extensões destes resultados são também apresentadas.

As matrizes de dispersão para os parâmetros $M_T = 2$, $M_R = 1$, $\tau = Q = 1$ e $b_f = 1$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_1(1) = \mathbf{B}_1(1) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{A}_1(2) = \mathbf{B}_1(2) = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}^T,$$

e os códigos correspondentes são dados por:

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_1 \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Para $M_T = 2$, $M_R = 1$, $\tau = Q = 1$ e $b_f = 2$, usou-se o mesmo algoritmo iterativo descrito anteriormente (adaptado para esta nova configuração) para encontrar o “melhor” conjunto de códigos. O melhor conjunto de LDCs (sujeito à restrição de energia em (4.5)) foi encontrado ¹.

As matrizes de dispersão para os parâmetros $M_T = 2$, $M_R = 1$, $\tau = Q = 1$ e $b_f = 2$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_1(1) = \mathbf{B}_1(1) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{A}_1(2) = \mathbf{B}_1(2) = \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}^T,$$

¹Deve-se notar que soluções equivalentes são possíveis. Qualquer versão rotacionada dessas soluções também pode ser considerada uma solução “ótima”.

$$\mathbf{A}_1(3) = \mathbf{B}_1(3) = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}^T, \mathbf{A}_1(4) = \mathbf{B}_1(4) = \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}^T,$$

e os correspondentes códigos são dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \begin{bmatrix} s_1 & s_1 \end{bmatrix}, & \mathbf{X}_2 &= \begin{bmatrix} s_1 & js_1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{X}_3 &= \begin{bmatrix} s_1 & -s_1 \end{bmatrix}, & \mathbf{X}_4 &= \begin{bmatrix} s_1 & -js_1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Nota-se que a melhor solução para esses exemplos são, na realidade, casos especiais dos chamados códigos grupo-coerente generalizados [30]. Para outros valores de parâmetros, a melhor solução é desconhecida. Porém, deve-se notar que, utilizando-se o conjunto de LDCs descrito em (4.21), o transmissor envia o sinal s_1 através da antena 1, e s_1 , ou uma versão rotacionada em π radianos de s_1 , através da antena 2, dependendo de qual seja a diferença de fase existente entre $h_{1,1}$ e $h_{2,1}$. Em outras palavras, o bit de realimentação traz consigo somente informação de fase. Esta mesma idéia pode ser estendida para outros valores de parâmetros, por exemplo, quando o número de LDCs em \mathcal{S} (dado por 2^{b_f}) está casado (num sentido que se tornará mais claro) com o número de antenas transmissoras. Embora não tenham sido obtidos através da solução do problema de otimização em (4.18), os conjuntos de LDCs de taxa unitária (isto é, $\tau = Q$) apresentados a seguir são, provavelmente, ótimos, pois apresentam a mesma lei de formação dos conjuntos de códigos que foram encontrados através do algoritmo de otimização iterativa.

As matrizes de dispersão para os parâmetros $M_T = 2$, $M_R = 1$, $\tau = Q = 1$ e $b_f = b$, são dadas por:

$$\mathbf{A}_{k,1} = \mathbf{B}_{k,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j\frac{2\pi}{2^b}(k-1)) \end{bmatrix}^T,$$

e os correspondentes códigos são dados por:

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} s_1 & \exp\left(j\frac{2\pi}{2^b}(k-1)\right) s_1 \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

em que $k = 1, \dots, 2^b$.

Estendendo-se para os parâmetros $M_T = 2$, $b_f = b$ e $\tau = Q \geq 1$, para $q = 1, \dots, Q$, tem-se que $\mathbf{A}_{k,q}$ e $\mathbf{B}_{k,q}$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_{k,q} = \mathbf{B}_{k,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \exp(j\frac{2\pi}{2^b}(k-1)) & \dots & 0 \end{bmatrix}^T,$$

em que somente a q -ésima coluna é não-nula, e os correspondentes códigos são dados por:

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} s_1 & \exp\left(j\frac{2\pi}{2^b}(k-1)\right) s_1 \\ \vdots & \vdots \\ s_Q & \exp\left(j\frac{2\pi}{2^b}(k-1)\right) s_Q \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

em que $k = 1, \dots, 2^b$.

Para os parâmetros $M_T = 3$, $M_R = 1$, $\tau = Q \geq 1$, e $b_f = 2$, para $q = 1, \dots, Q$, tem-se que $\mathbf{A}_{k,q}$ e $\mathbf{B}_{k,q}$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_{1,q} = \mathbf{B}_{1,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{A}_{2,q} = \mathbf{B}_{2,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{A}_{3,q} = \mathbf{B}_{3,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{A}_{4,q} = \mathbf{B}_{4,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T,$$

em que somente a q -ésima coluna é não-nula, e os correspondentes códigos são da forma:

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 & s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_Q & s_Q & s_Q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 & -s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_Q & s_Q & -s_Q \end{bmatrix}, \quad (4.24)$$

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_1 & s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_Q & -s_Q & s_Q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_1 & -s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_Q & -s_Q & -s_Q \end{bmatrix}.$$

Para $M_T = 3$, $b_f = 2b$ e $\tau = Q \geq 1$, tem-se que $\mathbf{A}_{k,q}$ e $\mathbf{B}_{k,q}$, para $q = 1, \dots, Q$, são da forma:

$$\mathbf{A}_{k,q} = \mathbf{B}_{k,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \alpha_1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \alpha_2 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T,$$

em que somente a q -ésima coluna é não-nula, e os correspondentes códigos são da forma:

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} s_1 & \alpha_1 s_1 & \alpha_2 s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_Q & \alpha_1 s_Q & \alpha_2 s_Q \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

sendo que para cada \mathbf{X}_k , $k = 1, \dots, 2^{2b}$, um par (α_1, α_2) diferente é tomado de

$$\left\{ \exp \left(j \frac{2\pi}{2^b} n_1 \right), \exp \left(j \frac{2\pi}{2^b} n_2 \right) \right\},$$

onde $n_1, n_2 = 0, 1, \dots, 2^b - 1$.

Como uma extensão ainda mais geral desses resultados, considera-se $M_T \geq 2$, $b_f = (M_T - 1)b$, e $Q \geq 1$. Os códigos de dispersão linear, para $q = 1, \dots, Q$, são da seguinte forma:

$$\mathbf{A}_{k,q} = \mathbf{B}_{k,q} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \alpha_1 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \alpha_{M_T-1} & \dots & 0 \end{bmatrix}^T,$$

em que somente a q -ésima coluna é não-nula, e os correspondentes códigos são da forma:

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} s_1 & \alpha_1 s_1 & \dots & \alpha_{M_T-1} s_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ s_Q & \alpha_1 s_Q & \dots & \alpha_{M_T-1} s_Q \end{bmatrix}, \quad (4.26)$$

sendo que cada \mathbf{X}_k , $k = 1, \dots, 2^{(M_T-1)b}$, é obtido tomando-se um vetor $(\alpha_1, \dots, \alpha_{M_T-1})$ diferente:

$$\left\{ \exp \left(j \frac{2\pi}{2^b} n_1 \right), \dots, \exp \left(j \frac{2\pi}{2^b} n_{M_T-1} \right) \right\},$$

em que n_1, \dots, n_{M_T-1} assumem valores em $\{0, 1, \dots, 2^b - 1\}$.

Uma característica muito importante em relação aos códigos que foram apresentados nesta seção deve ser mencionada. Embora tenha sido considerada, nesse problema de otimização, uma classe de códigos bastante ampla (a classe dos LDCs), os melhores conjuntos de códigos membros desta classe são

surpreendentemente simples. Na próxima seção, apresentam-se alguns resultados de desempenho de erro desses novos códigos.

4.7 Resultados de Simulação

Nesta seção, comparam-se os LDCs discutidos na Seção 4.6 em termos de suas taxas de erros de bit (BER) versus SNR (γ_0) para uma modulação BPSK, considerando-se o desvanecimento Rayleigh plano e quase-estático. Os resultados apresentados nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4 são para o caso de $M_T = 2$ antenas transmissoras, e nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7, para o caso de $M_T = 3$ antenas transmissoras. Em ambos os casos, considera-se $\tau = Q = 1$ e $M_R = 1$ antena receptora. Nas Figuras 4.4 e 4.7, o esquema conhecido como formatação de feixe ótima (*optimal beamforming*) é considerado como uma referência.

Uma classe importante de códigos para canais MIMO com realimentação limitada, que será considerada nas comparações de desempenho nesta seção, é a chamada *formatação de feixe Grassmanniana*, apresentada por Love e Heath [15]. Em [15], mostrou-se que o problema de projeto de códigos para canais MIMO com realimentação limitada é equivalente ao problema de empacotamento de subespaços unidimensionais, conhecido por empacotamento Grassmanniano de linhas. Embora a técnica de formatação de feixe Grassmanniana alcance diversidade completa para o caso de canais com desvanecimento Rayleigh, nenhum algoritmo prático para construção dos códigos foi desenvolvido.

Nas Tabelas 4.1—4.4, apresentam-se os esquemas GBLP-2, GBLP-3, GBLP-4 e GBLP-5 [15], respectivamente, em que a sigla GBLP refere-se a *Grassmannian beamforming line packing*.

Na Figura 4.2, apresenta-se o desempenho de erro dos esquemas TAS/T [24] e CS/LDC-T-B [45] para $M_T = 2$ e $b_f = 1$ bit de realimentação. O esquema CS/LDC-T-B [45] é descrito como $[s \alpha_1 s]$, onde $\alpha_1 \in B$ -PSK. Pode-se observar na Figura 4.2 que os esquemas TAS/T e CS/LDC-T-B apresentam desempenho de erro equivalentes.

Na Figura 4.3, considera-se o desempenho de erro dos esquemas GBLP-2 [15] e CS/LDC-T-Q [45] para $M_T = 2$ e $b_f = 2$ bits de realimentação. O esquema

Tabela 4.1 Conjunto de códigos do esquema GBLP-2, para $M_T = 2$ e $b_f = 2$ bits de realimentação.

	Antena 1	Antena 2
Código 1	$s_1(-0.1612 - j0.7348)$	$s_1(-0.5135 - j0.4128)$
Código 2	$s_1(-0.0787 - j0.3192)$	$s_1(-0.2506 + j0.9106)$
Código 3	$s_1(-0.2399 + j0.5985)$	$s_1(-0.7641 - j0.0212)$
Código 4	$s_1(-0.9541)$	$s_1(0.2996)$

Tabela 4.2 Conjunto de códigos do esquema GBLP-3, para $M_T = 2$ e $b_f = 3$ bits de realimentação.

	Antena 1	Antena 2
Código 1	$s_1(0.8393 - j0.2939)$	$s_1(-0.1677 + j0.4256)$
Código 2	$s_1(-0.3427 + j0.9161)$	$s_1(0.0498 + j0.2019)$
Código 3	$s_1(-0.2065 + j0.3371)$	$s_1(0.9166 + j0.0600)$
Código 4	$s_1(0.3478 - j0.3351)$	$s_1(0.2584 + j0.8366)$
Código 5	$s_1(0.1049 + j0.6820)$	$s_1(0.6537 + j0.3106)$
Código 6	$s_1(0.0347 - j0.2716)$	$s_1(0.0935 - j0.9572)$
Código 7	$s_1(-0.7457 + j0.1181)$	$s_1(-0.4553 - j0.4719)$
Código 8	$s_1(-0.7983 + j0.3232)$	$s_1(0.500 + j0.0906)$

CS/LDC-T-Q [45] é descrito como $[s \alpha_1 s]$, onde $\alpha_1 \in Q$ -PSK. Pode-se observar na Figura 4.3 que os esquemas GBLP-2 e CS/LDC-T-Q apresentam desempenho de erro semelhantes.

Na Figura 4.4, apresenta-se o desempenho de erro dos esquemas GBLP-3 [15] e CS/LDC-T [45] para $M_T = 2$ e $b_f = 3$ bits de realimentação. O esquema CS/LDC-T-8 [45] é descrito como $[s \alpha_1 s]$, onde $\alpha_1 \in 8$ -PSK. Pode-se observar na Figura 4.4 que os esquemas GBLP-3 e CS/LDC-T-8 apresentam desempenho de erro semelhantes.

Conforme observado nas Figuras 4.2—4.4, o grau de diversidade máximo (igual a 2) é alcançado para todos os esquemas com $M_T = 2$ antenas transmissoras e $b_f = 1, 2$ e 3 bits de realimentação.

Na Figura 4.5, consideram-se os esquemas TAS/A [18], TAS/T [24], GBLP-4 [15]

Tabela 4.3 Conjunto de códigos do esquema GBLP-4, para $M_T = 3$ e $b_f = 2$ bits de realimentação.

	Antena 1	Antena 2	Antena 3
Código 1	$s_1/\sqrt{3}$	$s_1/\sqrt{3}$	$s_1/\sqrt{3}$
Código 2	$js_1/\sqrt{3}$	$-s_1/\sqrt{3}$	$-js_1/\sqrt{3}$
Código 3	$-s_1/\sqrt{3}$	$s_1/\sqrt{3}$	$-s_1/\sqrt{3}$
Código 4	$-js_1/\sqrt{3}$	$-s_1/\sqrt{3}$	$js_1/\sqrt{3}$

Tabela 4.4 Conjunto de códigos do esquema GBLP-5, para $M_T = 3$ e $b_f = 3$ bits de realimentação.

	Antena 1	Antena 2	Antena 3
Código 1	$s_1/\sqrt{2}$	$s_1/\sqrt{2}$	0
Código 2	$s_1/\sqrt{2}$	0	$s_1/\sqrt{2}$
Código 3	0	$s_1/\sqrt{2}$	$s_1/\sqrt{2}$
Código 4	$s_1 \exp\{2j\pi/3\}/\sqrt{2}$	$s_1 \exp\{4j\pi/3\}/\sqrt{2}$	0
Código 5	$s_1 \exp\{2j\pi/3\}/\sqrt{2}$	0	$s_1 \exp\{4j\pi/3\}/\sqrt{2}$
Código 6	$s_1 \exp\{4j\pi/3\}/\sqrt{2}$	0	$s_1 \exp\{2j\pi/3\}/\sqrt{2}$
Código 7	$s_1 \exp\{4j\pi/3\}/\sqrt{2}$	$s_1 \exp\{2j\pi/3\}/\sqrt{2}$	0
Código 8	0	$s_1 \exp\{4j\pi/3\}/\sqrt{2}$	$s_1 \exp\{2j\pi/3\}/\sqrt{2}$

e o novo CS/LDC-T-BB [45], para $M_T = 3$ e $b_f = 2$ bits de realimentação. Pode-se observar na Figura 4.5 que o esquema TAS/A é o que apresenta o pior desempenho de erro; o esquema TAS/T, com um desempenho intermediário; enquanto que os esquemas GBLP-4 e CS/LDC-T-BB apresentam os melhores desempenhos de erro (desempenhos equivalentes).

Na Figura 4.6, consideram-se os esquemas TAS/híbrido-2 [27], GBLP-5 [15] e o novo CS/LDC-T-BQ [45], para $b_f = 3$ bits de realimentação. Pode-se observar na Figura 4.6 que o esquema TAS/híbrido-2 é o que apresenta o pior desempenho de erro, enquanto que os esquemas GBLP-5 e CS/LDC-T-BQ apresentam os melhores desempenhos de erro (desempenhos equivalentes).

Na Figura 4.7, consideram-se os esquemas HS 3Tx 4Fb, apresentado recentemente por Şahin *et al.* [26], e o novo CS/LDC-T-QQ [45], para $b_f = 4$

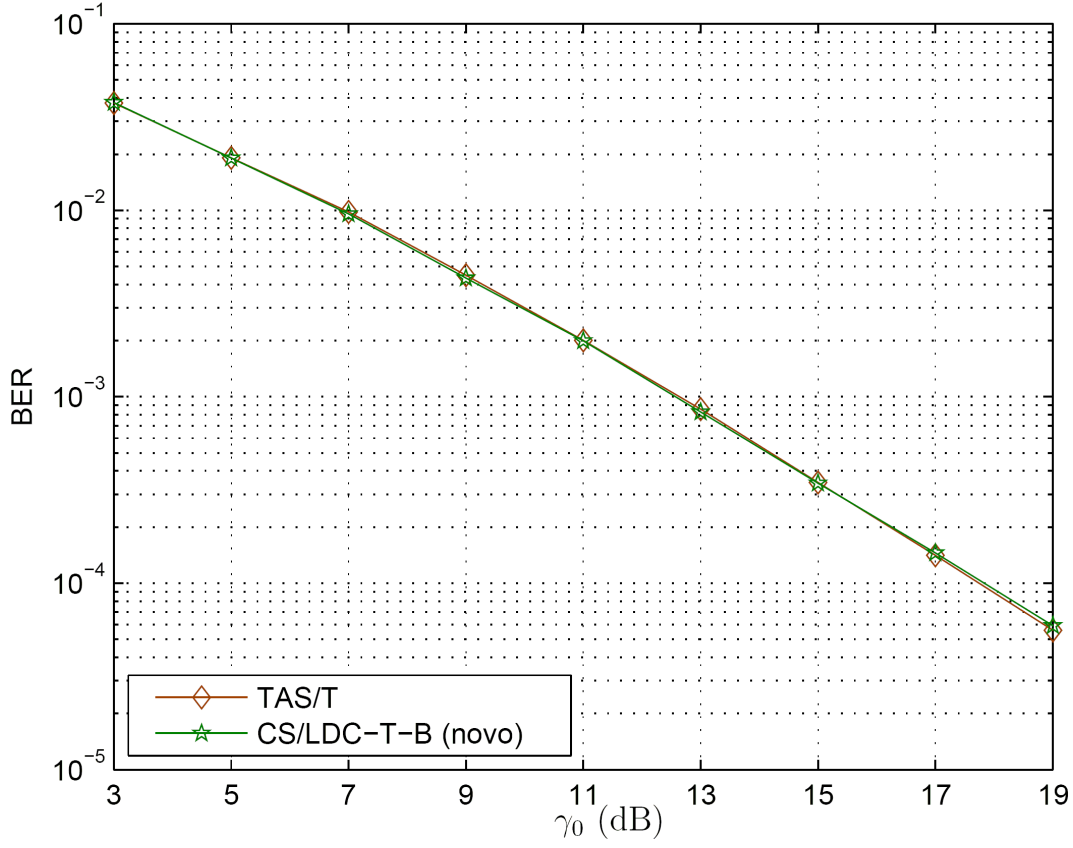


Figura 4.2 BER dos esquemas TAS/T e CS/LDC-T-B, ($b_f = 1$). $M_T = 2$ e $M_R = 1$.

bits de realimentação. Mais uma vez, o esquema aqui proposto é o que apresenta o melhor desempenho de erro.

O esquema CS/LDC-T-BB é descrito em (4.25) para $b_f = 2$ bits de realimentação. Em outras palavras, neste esquema, o conjunto de LDCs é definido como um conjunto de quatro matrizes da forma $[s \ \alpha_1 s \ \alpha_2 s]$, onde α_1 e $\alpha_2 \in \{\pm 1\}$ (BPSK). O esquema CS/LDC-T-BQ, que não foi descrito anteriormente, corresponde à seleção do melhor código do conjunto de LDCs $[s \ \alpha_1 s \ \alpha_2 s]$, onde $\alpha_1 \in \{\pm 1\}$ (BPSK) e $\alpha_2 \in \{\pm 1, \pm j\}$ (QPSK). O esquema CS/LDC-T-QQ é descrito em (4.25) e corresponde à seleção do melhor código do conjunto de LDCs $[s \ \alpha_1 s \ \alpha_2 s]$, onde α_1 e $\alpha_2 \in \{\pm 1, \pm j\}$ (QPSK). O grau de diversidade máximo (igual a 3) é alcançado para todos esses esquemas.

A partir dos resultados de simulação, pode-se observar que os LDCs propostos nesta tese apresentam o melhor desempenho de erro (algumas vezes, com desempenho equivalente ao de outros esquemas já propostos na literatura), para

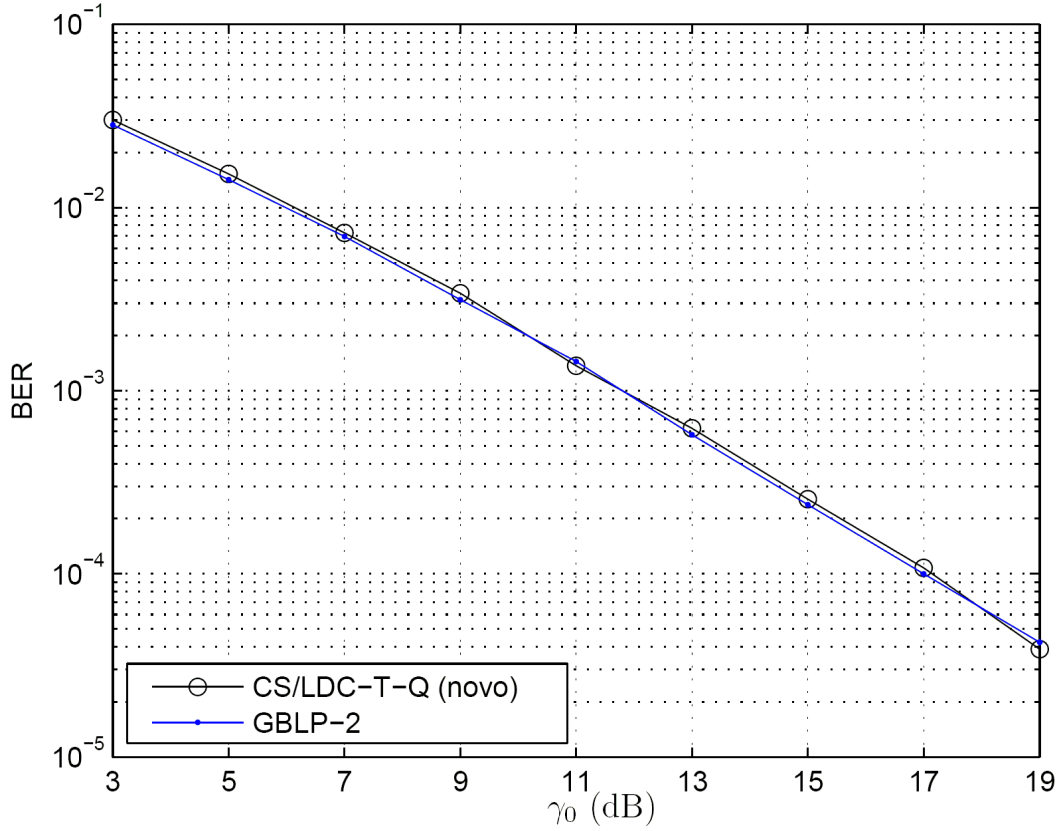


Figura 4.3 BER dos esquemas GBLP-2, CS/LDC-T-Q, ($b_f = 2$). $M_T = 2$ e $M_R = 1$.

qualquer número de bits de realimentação testados. É importante salientar que, embora para alguns parâmetros de projeto, observa-se a equivalência de desempenho de erro entre alguns dos esquemas de transmissão propostos nesta tese e aqueles propostos em [15], o método proposto nesta tese, utilizado para se encontrar tais conjuntos ótimos de códigos (algoritmo de otimização iterativa) é bem mais simples do que a teoria considerada em [15].

4.8 Comentários

Devemos ressaltar certas características pertinentes aos conjuntos de códigos de LDCs aqui propostos. Por exemplo, para o caso particular dos LDCs encontrados nesta tese, somente uma única cadeia de RF é requerida, pois o mesmo símbolo de informação que é enviado por uma das antenas transmissoras é também enviado por cada uma das outras antenas transmissoras, a menos de uma possível diferença de rotações de fase. Uma outra característica a ser ressaltada é o fato de todos os

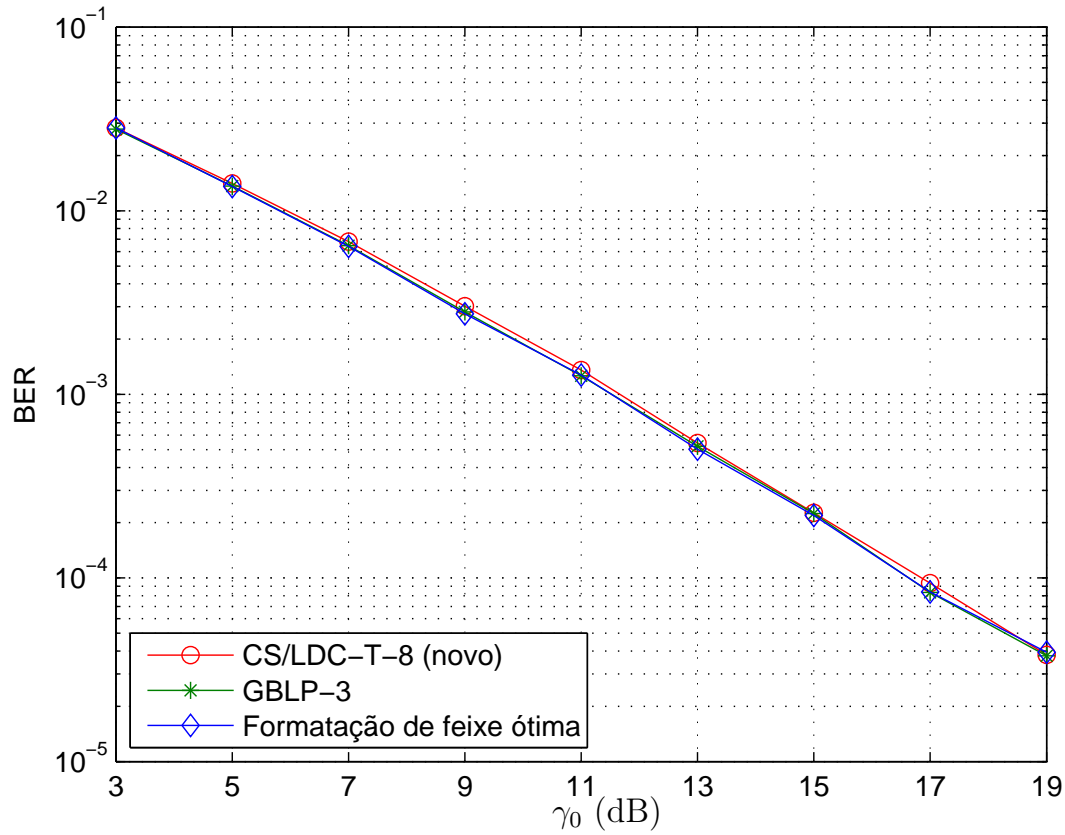


Figura 4.4 BER dos esquemas GBLP-3, CS/LDC-T-8, ($b_f = 3$) e formação de feixe ótima. $M_T = 2$ e $M_R = 1$.

conjuntos de LDCs encontrados pelo algoritmo iterativo apresentarem a propriedade da equiprobabilidade, ou seja, todos os códigos do conjunto ótimo \mathcal{S} são selecionados com igual frequência. Acredita-se que esta seja uma característica pertinente a todos os conjuntos ótimos de LDCs. Além disso, um método de decodificação linear muito simples, com pouco atraso de decodificação ($\tau = 1$ para os LDCs que foram simulados), é adotado.

No próximo capítulo serão introduzidos alguns conceitos sobre comunicação cooperativa, importantes para um bom entendimento da proposta apresentada no Capítulo 6.

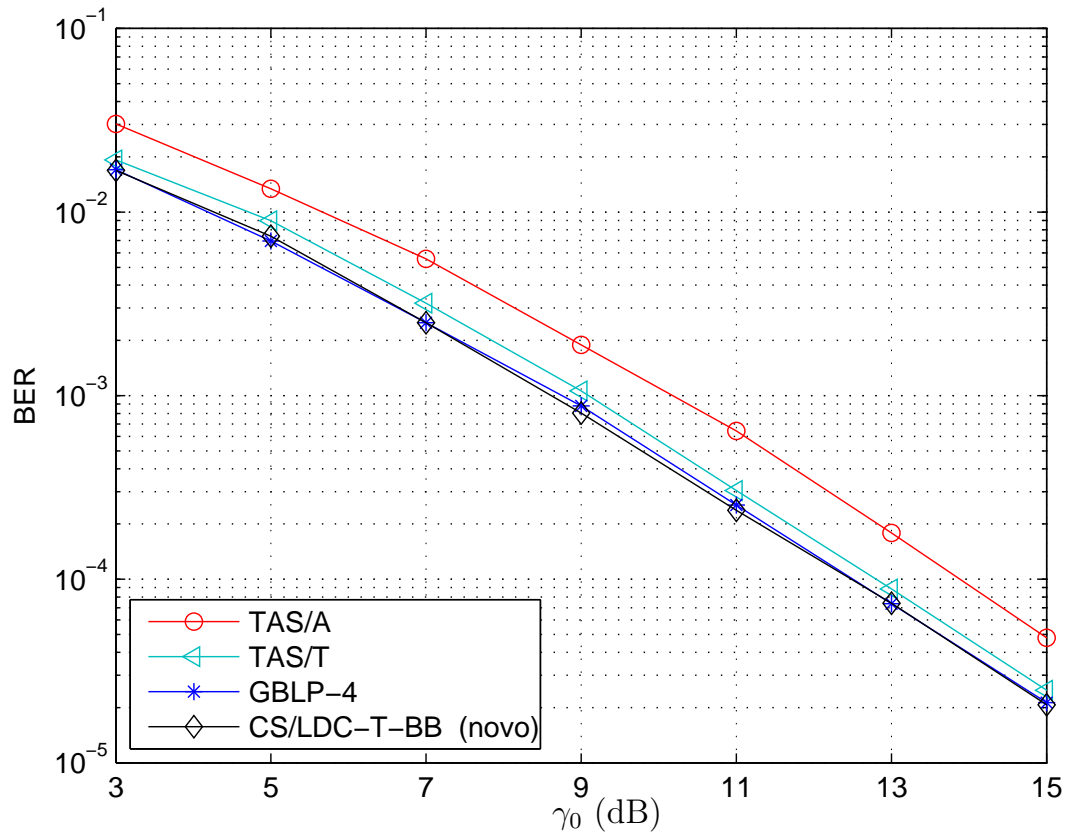


Figura 4.5 BER dos esquemas TAS/A, TAS/T, GBLP-4 e CS/LDC-T-BB, para $b_f = 2$.
 $M_T = 3$, $M_R = 1$.

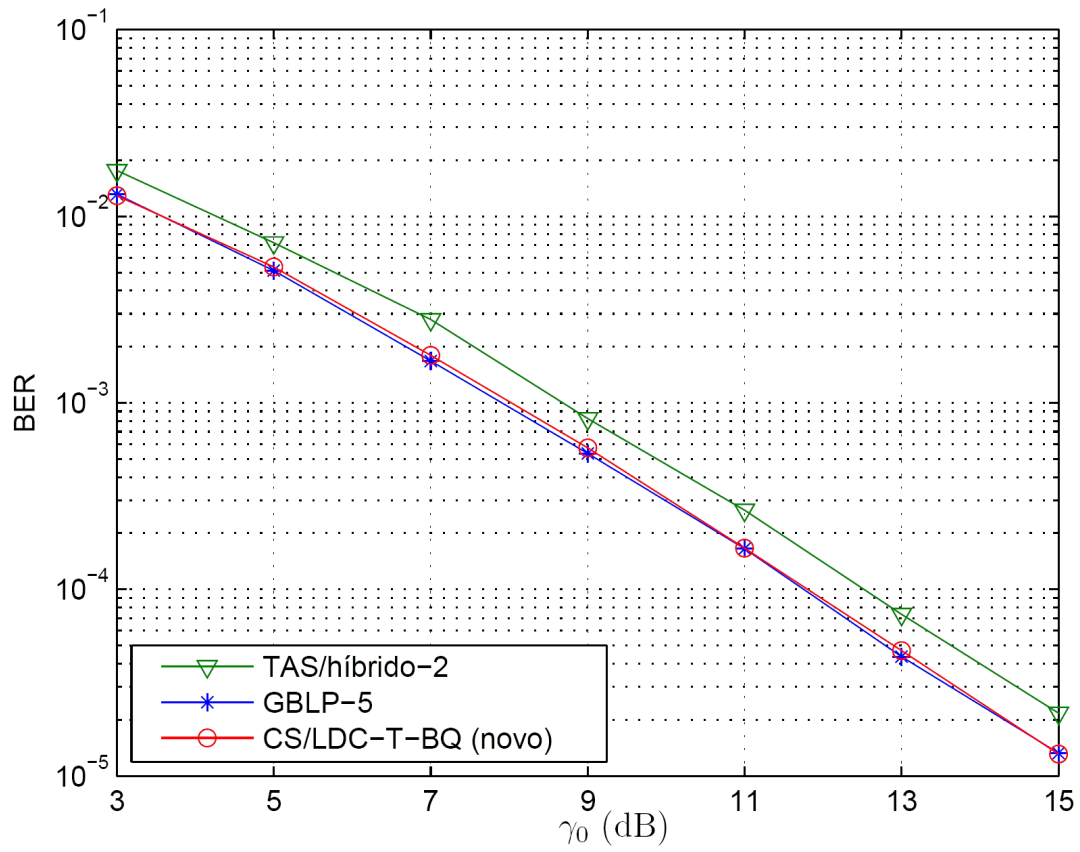


Figura 4.6 BER dos esquemas TAS/híbrido-2, GBLP-5 e CS/LDC-T-BQ, para $b_f = 3$. $M_T = 3$, $M_R = 1$.

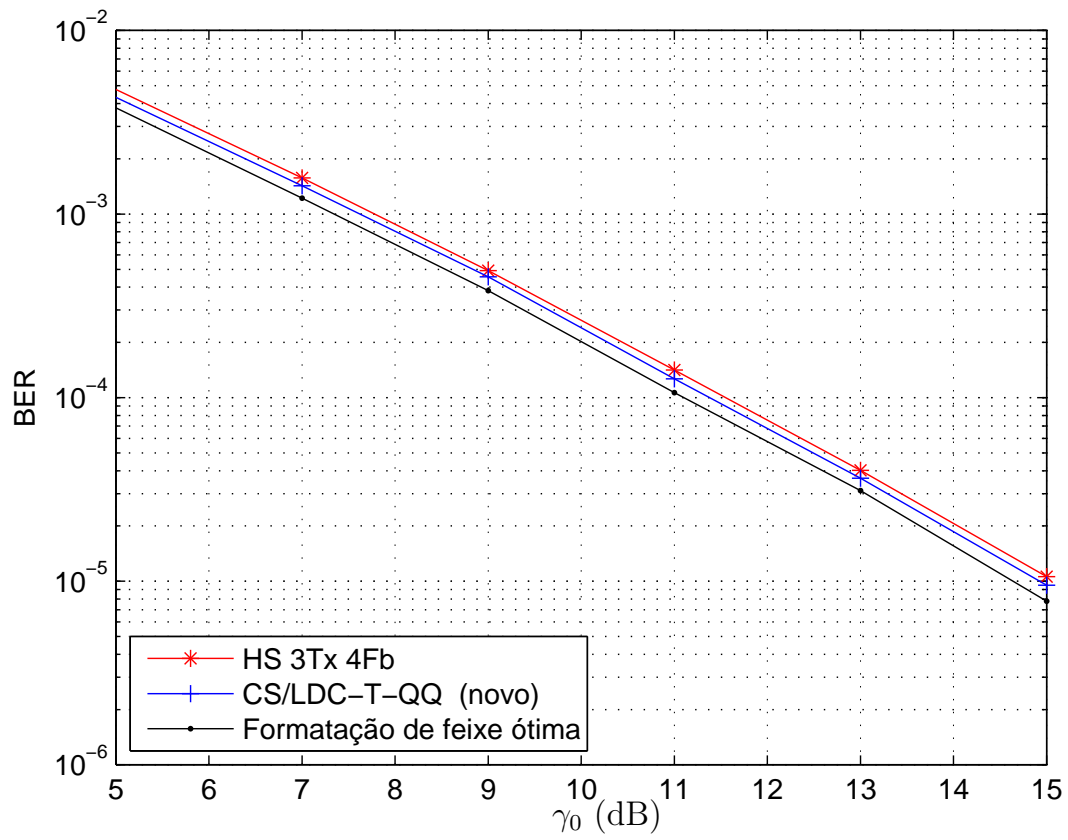


Figura 4.7 BER dos esquemas HS 3Tx 4Fb e CS/LDC-T-QQ, para $b_f = 4$, e formação de feixe ótima. $M_T = 3$, $M_R = 1$.

Parte II

Comunicação Assistida por Realimentação para o Canal MIMO Distribuído

Comunicação Cooperativa

Neste capítulo, faz-se uma introdução sobre comunicação cooperativa, focando-se a atenção nos benefícios que podem ser alcançados através das técnicas de diversidade cooperativa. Inicia-se este capítulo apresentando-se, na Seção 5.1, um breve histórico sobre técnicas de cooperação aplicadas em sistemas de comunicações sem fio. Na Seção 5.2, apresentam-se alguns dos benefícios que podem ser obtidos com o emprego da técnica de diversidade cooperativa. Na Seção 5.3, descreve-se o modelo do sistema que será utilizado para apresentação dos exemplos clássicos de algoritmos de transmissão com *relay* na Seção 5.4. Finalmente, na Seção 5.5, apresenta-se um exemplo de esquema de diversidade cooperativa espaço-temporal.

5.1 Cooperação em Sistemas de Comunicação sem Fio

Comunicação cooperativa é uma das áreas de pesquisa que mais cresceram nos últimos anos. Cooperação, no sentido de comunicação, é possível sempre que o número de terminais é maior que dois. Portanto, um sistema de comunicação com três terminais é a unidade básica de cooperação. O primeiro canal *relay* com três terminais (mostrado na Figura 5.1) foi proposto, primeiramente, por van der Meulen em 1971 [60]. O primeiro terminal (ou nó) é chamado de nó fonte (N_S), o segundo, um intermediário, é chamado de nó *relay* (N_R) e o terceiro é chamado de nó destino (N_{D_0}). O nó N_S transmite uma mensagem, o nó N_R recebe essa mensagem e a retransmite para o nó N_{D_0} , e o nó N_{D_0} , por sua vez, recebe uma superposição de dois sinais, um vindo do nó fonte e outro vindo do nó *relay* (que tem a função de criar

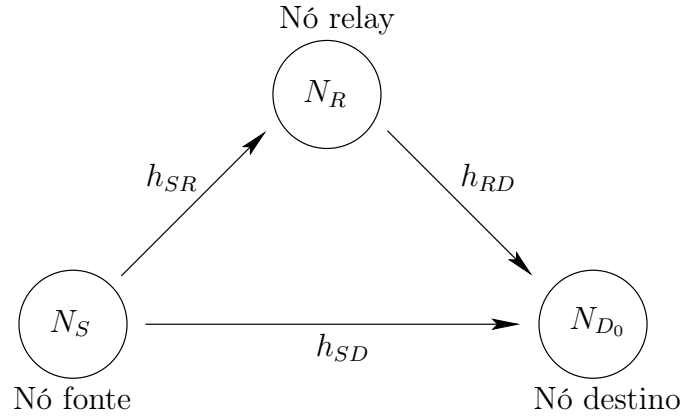


Figura 5.1 O canal relay com três nós: O nó fonte N_S , o nó relay N_R e o nó destino N_{D_0} .

uma redundância, aumentando a confiabilidade da transmissão), e tenta recuperar a informação original.

Em seu trabalho, van der Meulen derivou uma aproximação para o limitante superior da capacidade do canal *relay*. A capacidade do canal *relay*, em termos de capacidade de Shannon, é ainda desconhecida. No entanto, em [61], foram feitas significantes melhorias em relação aos limitantes apresentados em [60].

Em função dos desafios tecnológicos para se implementar as técnicas de cooperação, o interesse em canais *relay* e comunicação cooperativa diminuiu consideravelmente no início dos anos oitenta. Poucos trabalhos relevantes envolvendo o canal *relay* e cooperação foram publicados nas décadas de oitenta e noventa [62–65]. Essa área de pesquisa somente voltou a receber maior atenção dos pesquisadores após a publicação dos trabalhos de Sendonaris *et. al.*, em 2003 [31, 32]. Nesses trabalhos, os autores propuseram cooperação como uma forma de obter diversidade em um cenário de *uplink*. Também, não menos importante, foram as contribuições em [34, 66] com estudos sobre o desempenho de diferentes protocolos *relay* em canais sem fio com desvanecimento.

Um dos benefícios imediatos da comunicação cooperativa é a possibilidade de se explorar a diversidade espacial, podendo assim melhorar, por exemplo, a probabilidade *outage*, a probabilidade de erro de bit ou de símbolo. Por outro lado, essa mesma diversidade cooperativa pode ser utilizada para aumentar as taxas de transmissão. Nesta tese de doutorado, foca-se a atenção nos esquemas que exploram

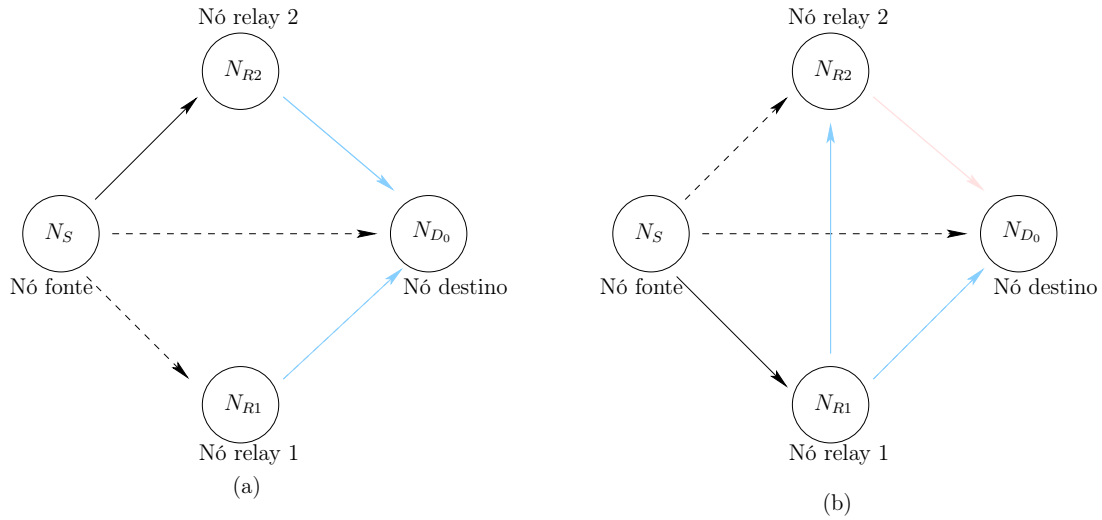


Figura 5.2 Esquema de transmissão cooperativa: (a) nós *relay* em paralelo e (b) nós *relay* em série.

a diversidade cooperativa com o intuito de se obter probabilidades de erro menores. Nas próximas seções, faz-se uma abordagem mais detalhada sobre o conceito de diversidade cooperativa.

5.2 Diversidade Cooperativa

Nesta seção, apresentam-se os principais elementos dos protocolos de diversidade cooperativa e ilustram-se algumas de suas principais vantagens. Para a explanação dos tópicos abordados neste capítulo, considera-se os sistemas de transmissão cooperativa com um único nó fonte, dois nós *relay* e um nó destino, conforme mostrado na Figura 5.2. Generalizações desses esquemas com múltiplos nós fontes e múltiplos estágios de cooperação vêm sendo considerados por vários autores [67–69].

As Figuras 5.2 (a) e (b), representam esquemas de transmissão sem fio com nós *relay* em paralelo e em série, respectivamente. As setas com diferentes cores representam transmissões em diferentes intervalos de tempo, ou em diferente bandas de frequência. As setas contínuas representam as transmissões que são realizadas em esquemas de transmissão *multihop* tradicionais. Já os esquemas cooperativos podem realizar transmissões que estão representadas tanto pelas setas tracejadas quanto pelas contínuas, ou realizar transmissões que são combinações de ambas representações.

Para que fique claro o conceito de diversidade cooperativa, pode-se fazer a seguinte analogia com esquemas de transmissão MISO: Em um esquema de transmissão MISO, um mesmo sinal pode ser transmitido através de antenas descorrelacionadas, fazendo com que esse símbolo fique sujeito a diferentes “intensidades” de desvanecimentos. Esta transmissão através de diferentes antenas (diversidade espacial) é simples de se obter, uma vez que as antenas transmissoras estão localizadas em uma mesma estação radiobase.

Já em uma rede distribuída de comunicação, cada nó, como unidade móvel independente, possui seu próprio símbolo para ser transmitido. A princípio, esses símbolos estão sujeitos a apenas uma “intensidade” de desvanecimento, pois são transmitidos por apenas um nó. Através da cooperação, esses nós podem trocar informações entre si (diferentes níveis de cooperação são possíveis), e retransmitir a informação que é originária de outro nó. Assim, torna-se possível que esses símbolos experimentem diferentes “intensidades” de desvanecimentos. Esse tipo de diversidade espacial é denominada *diversidade cooperativa*.

O sucesso do projeto de um sistema de comunicação cooperativa depende da boa combinação de vários elementos, como por exemplo, característica do canal de transmissão, taxa de transmissão, codificação de canal, detecção, entre outros.

Na próxima seção, ilustra-se o modelo do sistema utilizado para descrever e analisar os esquemas de transmissão cooperativa considerados neste capítulo. Mais detalhes sobre outros modelos de sistemas podem ser encontrados, por exemplo, em [34, 66, 70].

5.3 Modelo do Sistema

Pela simplicidade e por ser bastante encontrado na literatura, considera-se, nesta seção, o modelo para sistemas cooperativos “half-duplex”.

Considere um sistema com $t \geq 2$ radiomóveis. Cada unidade móvel i , $i = 1, 2, \dots, t$, transmite seu símbolo $X_i[k]$, no instante de tempo k , $k = 1, 2, \dots, n$, respeitando a restrição de potência $\sum_{k=1}^n |X_i[k]|^2 \leq nP_i$, e recebe o sinal $Y_i[k]$, $i = 1, 2, \dots, t$, que, considerando-se as restrições de uma transmissão “half-duplex”,

é dado por [70]:

$$Y_i[k] = \begin{cases} \sum_{j=1}^t h_{i,j} X_j[k] + e_i[k], & \text{se a unidade móvel } i \text{ recebe no instante } k; \\ 0, & \text{se a unidade móvel } i \text{ transmite no instante } k, \end{cases} \quad (5.1)$$

em que $j \neq i$ e $h_{i,j}$ representa o ganho do desvanecimento Rayleigh plano e quase-estático entre as unidades móveis i e j . $e_i[k]$ representa o ruído térmico e outras interferências recebidas na unidade rádio móvel i . Assume-se que $h_{i,j}$ seja constante durante um bloco de n símbolos de transmissão. Através deste modelo simplificado, torna-se possível destacar alguns dos benefícios que podem ser obtidos através da diversidade cooperativa.

Devido às características quase-estáticas do canal, considera-se que os coeficientes $h_{i,j}$ são totalmente conhecidos pelo receptor. No entanto, assume-se que esses mesmos coeficientes não são conhecidos pelos transmissores. Em outras palavras, a unidade móvel i conhece $h_{i,j}$, mas não conhece $h_{i',j}$, $i \neq i'$ e $j = 1, 2, \dots, t$. Estatisticamente, modela-se $h_{i,j}$ como variáveis aleatórias complexas independentes, o que é bem razoável de se assumir em um ambiente em que as unidades radiomóveis estão separadas pelos menos por alguns comprimentos de onda. Modela-se $e_i[k]$ como variáveis aleatórias Gaussianas complexas, independentes, circularmente simétricas, com média zero, e variância N_0 .

Assume-se, também, que exista um certo nível de sincronismo entre os terminais para que a diversidade cooperativa possa acontecer de maneira bem sucedida. Para efeito de ilustração, considera-se que os terminais móveis estejam sincronizados em nível de bloco, fase e símbolo. Embora a parte de sincronismo não seja abordada nesta tese, a técnica de diversidade cooperativa parece ser bastante robusta para pequenos erros de sincronismo de símbolo [71] e quando há pouco (ou quase nenhum) sincronismo de fase [72].

Na próxima seção, apresentam-se alguns exemplos clássicos de algoritmos de transmissão com *relay*.

5.4 Exemplos de Algoritmos com Relay

Atualmente existe um número crescente de novos esquemas de transmissão e/ou recepção que consideram *relays* para melhorar o desempenho do sistema de comunicação. Nesta seção, ilustram-se apenas os exemplos mais clássicos de transmissão cooperativa.

- **Amplifica e encaminha:** Em “amplifica e encaminha” (*amplify-and-forward*), os nós *relay* simplesmente amplificam o sinal que recebem, respeitando sempre alguma restrição de potência, e depois retransmitem esse sinal amplificado. A amplificação corresponde a uma transformação linear para o nó *relay*.

Considere o caso de um único nó *relay*. O algoritmo descrito abaixo divide a transmissão em dois blocos de igual duração, a saber, um bloco com transmissão do nó N_S e outro bloco com transmissão do nó N_R . Versões mais sofisticadas do algoritmo “amplifica e encaminha” podem ser encontradas em [73, 74].

Para esse algoritmo, N_S transmite $X_S[k]$, $k = 1, 2, \dots, n$. N_R processa o sinal recebido $Y_R[k]$, $k = 1, 2, \dots, n$, e transmite-o da seguinte maneira:

$$X_R[k] = \beta_R Y_R[k - n], \quad k = n + 1, n + 2, \dots, 2n. \quad (5.2)$$

Para respeitar as restrições de potência, o fator de amplificação deve ser

$$\beta_R \leq \sqrt{\frac{P_S}{|h_{R,S}|^2 P_R + N_0}}, \quad (5.3)$$

sendo β_R dependente do coeficiente do desvanecimento, $h_{R,S}$, entre os nós fonte e *relay*. O sinal recebido em N_{D_0} , $Y_D[k]$, é o resultado da soma entre os sinais vindos de N_S e N_R , gerando diversidade espacial.

Quando há vários nós *relay* sendo considerados, eles podem realizar a transmissão do sinal amplificado em diferentes blocos de transmissão, ou

efetuar a transmissão simultaneamente. A primeira situação facilita a obtenção de diversidade espacial, no entanto, compromete a eficiência espectral.

- **Decodifica e encaminha:** Em “decodifica e encaminha” (*decode-and-forward*) os nós *relay* detectam ou decodificam o sinal recebido e depois recodificam esse sinal para então transmiti-lo. A recodificação corresponde a uma transformação não linear para o nó *relay*. Embora esse processo de detecção seja interessante por reduzir os efeitos danosos causados por ruídos e interferências, ele pode também, como será visto, comprometer o desempenho total do sistema.

Novamente, considere o caso de um único nó *relay*. O algoritmo descrito abaixo divide a transmissão em dois blocos de igual duração, a saber, um bloco com transmissão do nó N_S e outro bloco com transmissão do nó N_R . Versões mais elaboradas do algoritmo decodifica e encaminha podem ser encontradas em [75, 76].

Para esse algoritmo, N_S transmite $X_S[k]$ para $k = 1, 2, \dots, n$. N_R decodifica ou detecta o sinal recebido $Y_R[k]$, $k = 1, 2, \dots, n$, e transmite uma versão recodificada do sinal decodificado (ou detectado) $\hat{X}_S[k]$ da seguinte maneira:

$$X_R[k] = \sqrt{\frac{P_R}{P_S}} \hat{X}_S[k - n], \quad k = n + 1, n + 2, \dots, 2n. \quad (5.4)$$

Novamente, $Y_D[k]$ é o resultado da soma entre os sinais vindos de N_S e N_R , gerando uma diversidade que é obtida a partir da combinação dos dois sub-blocos de comprimento n .

- **Seleção de nós relay e transmissão dinâmica:** Os algoritmos ilustrados nos dois exemplos anteriores são bastante simples e igualmente limitados. Porém, como os coeficientes dos desvanecimentos são conhecidos nos receptores, $h_{R,S}$ pode ser medido com boa exatidão pelos terminais cooperativos. Estes, por sua vez, podem utilizar essa informação para melhorar a qualidade da transmissão.

A observação acima sugere a seguinte classe de algoritmos de seleção de *relays*. Se o valor de $|h_{R,S}|^2$ está abaixo de um determinado limiar de decisão, o nó fonte simplesmente continua sua transmissão para o nó destino, na forma de repetição ou através de códigos mais robustos. Se o valor de $|h_{R,S}|^2$ está acima desse limiar de decisão, o nó *relay* encaminha o que foi recebido do nó fonte, usando o algoritmo “amplifica e encaminha” ou o algoritmo “decodifica e encaminha”, permitindo-se alcançar ganho de diversidade.

Uma melhoria do algoritmo “decodifica e encaminha” é apresentada em [75, 76], denominada por algoritmo “decodifica e encaminha” dinâmico. Em [75, 76], o nó *relay* começa recebendo a informação do nó fonte e não encaminha essa informação até se ter certeza de que essa informação foi recebida corretamente. Para mais detalhes, recomenda-se a leitura de [75, 76].

- **Relay acionável:** Algoritmos de seleção de *relays*, ou com um número fixo de *relays* exploram de maneira pouco eficiente os graus de liberdade do canal, especialmente no que se refere à taxa, pois os *relays*, nesses algoritmos, *sempre* repetem (de alguma maneira) a informação enviada pelo nó fonte. Descreve-se, agora, um algoritmo que considera a existência de um canal de realimentação entre o nó destino e o nó fonte. Através desse canal de realimentação, um bit de informação indica se houve sucesso ou falha da transmissão efetuada pelo canal direto (entre nó fonte e nó destino).

Como exemplo, considere um protocolo para o cenário com um canal de realimentação entre o nó fonte e o nó destino e que faz uso do algoritmo “amplifica e encaminha”. Primeiro, o nó fonte transmite seu símbolo de informação para o nó destino. O nó destino então transmite um bit de informação para os nós *relay* e o nó fonte (considera-se que pelo menos os nós *relay* recebam esse bit de informação corretamente) sobre o sucesso ou não da detecção desse símbolo de informação. Se a SNR do canal direto for suficientemente alta, o bit de realimentação indica que houve sucesso na detecção. Caso contrário, o bit requisita que o nó *relay* amplifique e encaminhe o sinal que ele recebeu do nó fonte. Esse tipo de protocolo explora de maneira

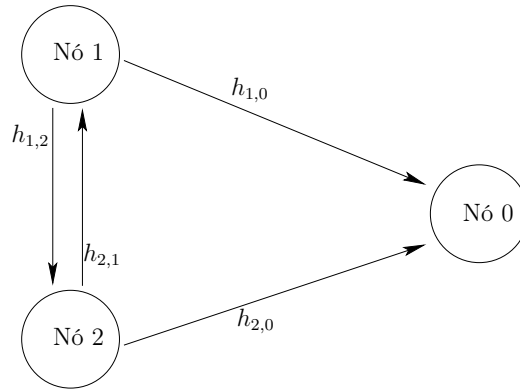


Figura 5.3 Diagrama de blocos do esquema de cooperação com o código de Alamouti.

mais eficiente a capacidade de canal, pois o sinal transmitido só é repetido quando houver necessidade.

5.5 Exemplo de Um Esquema de Transmissão de Diversidade Cooperativa Espaço-Temporal

Nesta seção, apresenta-se um esquema de comunicação sem fio cooperativo que faz uso do código de Alamouti [3] (similarmente ao que é feito em esquemas MIMO) para obtenção da diversidade cooperativa. Diferentemente dos esquemas ilustrados nas seções anteriores deste capítulo, o esquema apresentado aqui é *full-duplex*.

5.5.1 Modelo do Sistema

O esquema de transmissão cooperativo com o código de Alamouti é mostrado na Figura 5.3. Ele consiste em $N_T = 2$ nós transmissores (nós parceiros) e $N_D = 1$ nó destino, todos equipados com uma única antena. Assume-se que os canais diretos estão sujeitos a desvanecimento Rayleigh plano, e que os canais interusuários estão sujeitos a desvanecimento Rice. Os canais entre os nós transmissores (canais interusuários) e entre cada nó transmissor e o nó destino (canais diretos) são considerados mutuamente independentes. Os sinais recebidos são contaminados por um ruído aditivo Gaussiano branco. Os nós transmissores, denominados nó 1 e nó 2, enviam seus símbolos de informação para o nó destino, denominado nó 0. Os nós transmissores também realizam *relay* entre si. Os coeficientes do desvanecimento $h_{i,0}$,

Tabela 5.1 Esquema de Diversidade Cooperativa com o Código de Alamouti

Nó	Instante 1	Instante 2
1	$\sqrt{\frac{P}{2}}s_1$	$-\sqrt{\frac{P}{2}}\hat{s}_2^*$
2	$\sqrt{\frac{P}{2}}s_2$	$\sqrt{\frac{P}{2}}\hat{s}_1^*$

associados aos canais entre os nós i , $i = 1, 2$, e o nó 0 são modelados como variáveis aleatórias complexas, Gaussianas, com média zero e variância 0,5 por dimensão complexa. Assume-se que os coeficientes dos desvanecimentos são constantes durante a transmissão de um bloco de dois símbolos consecutivos, mudando aleatoriamente a cada novo bloco de transmissão.

5.5.2 Esquema de Diversidade Cooperativa com o Código de Alamouti

Nesta seção, um esquema de diversidade cooperativa que faz uso do código de Alamouti [73, 77] é apresentado para um sistema de comunicação cujo modelo foi descrito na seção anterior. A transmissão dentro de um bloco é realizada da seguinte maneira: No primeiro período de símbolo, cada nó transmissor envia seu próprio símbolo de informação para o nó destino, mas este símbolo é também recebido pelo nó parceiro, que realiza sua detecção. No segundo período de símbolo, os nós transmissores realizam cooperação e retransmitem a informação recebida de seu nó parceiro conforme é descrito abaixo.

Sejam s_1 e s_2 os símbolos de dados gerados pelos nós 1 e 2, respectivamente, ambos pertencentes a uma constelação de símbolos com energia média unitária. A transmissão desse esquema de diversidade cooperativa é descrita na Tabela 5.1. No segundo período de símbolo, os nós cooperadores 1 e 2 realizam a transmissão do símbolo que foi detectado por eles. P denota a potência total de transmissão.

5.5.3 Detecção

Os símbolos recebidos no nó destino, nos instantes 1 e 2, são dados por

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\frac{P}{2}} s_1 h_{1,0} + \sqrt{\frac{P}{2}} s_2 h_{2,0} + \mathbf{e}_1 \\ y_2 &= -\sqrt{\frac{P}{2}} \hat{s}_2^* h_{1,0} + \sqrt{\frac{P}{2}} \hat{s}_1^* h_{2,0} + \mathbf{e}_2, \end{aligned} \quad (5.5)$$

respectivamente, onde \mathbf{e}_1 e \mathbf{e}_2 representam o ruído AWGN, modelados como variáveis aleatórias complexas com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão, para os instantes 1 e 2, respectivamente. Por simplicidade, suponha que os canais interusuários sejam totalmente livre de erros. Neste caso, pode-se assumir que, no período de símbolo cooperativo (segundo período de transmissão), o símbolo $-s_2^*$ é transmitido pelo nó 1 e o símbolo s_1^* é transmitido pelo nó 2.

Baseado na suposição acima (canais interusuários ideais), pode-se dizer que a decisão de máxima verossimilhança (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2) é dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{1,0}^* y_1 - h_{2,0} y_2^* = \sqrt{P} (|h_{1,0}|^2 + |h_{2,0}|^2) s_1 + h_{1,0}^* \mathbf{e}_1 + h_{2,0} \mathbf{e}_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_{2,0}^* y_1 + h_{1,0} y_2^* = \sqrt{P} (|h_{1,0}|^2 + |h_{2,0}|^2) s_2 - h_{1,0} \mathbf{e}_2^* + h_{2,0}^* \mathbf{e}_1 \end{aligned} \quad (5.6)$$

onde \tilde{s}_1 e \tilde{s}_2 são as variáveis de decisão para s_1 e s_2 , respectivamente.

Na próxima seção, apresentam-se alguns resultados de simulação para o esquema cooperativo de diversidade que faz uso do código de Alamouti, considerando-se diferentes condições de razão sinal-ruído para os canais interusuários.

5.5.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, apresentam-se alguns resultados de simulação para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti [73, 77] em termos de suas taxas de erro de bit (BER) (*bit error rate*) versus SNR (γ_0) para uma modulação BPSK. Para todas as curvas apresentadas na Figura 5.4 considerou-se que os canais diretos estão sujeitos a desvanecimento Rayleigh. As curvas de desempenho de erro do código de Alamouti [3] e do esquema de transmissão sem diversidade (uma

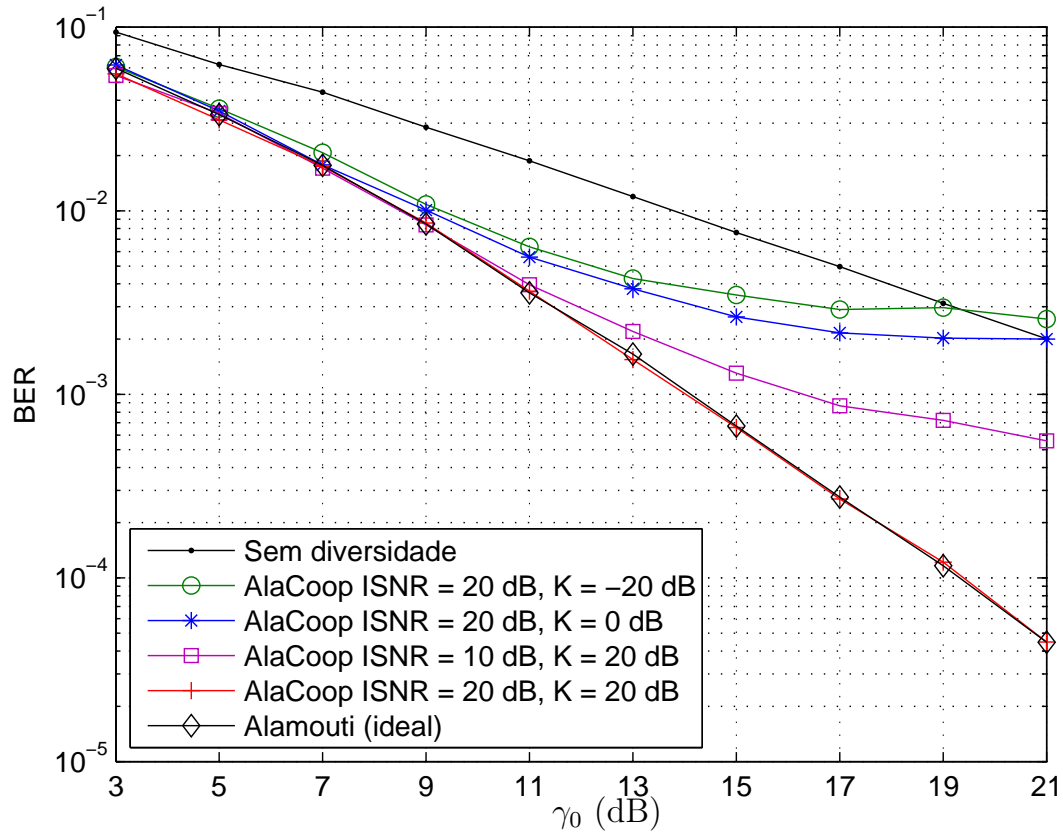


Figura 5.4 BER versus SNR para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti considerando-se diferentes valores para o fator Riciano K para os canais com desvanecimento Rice.

única antena transmissora e uma única antena receptora) também são apresentadas para efeito de comparação. Pode-se dizer que o esquema de diversidade cooperativa espaço-temporal ilustrado na Figura 5.3 oferece o mesmo desempenho de erro do esquema de transmissão MISO que considera o código de Alamouti quando os canais interusuários são ideais, conforme pode ser observado na Figura 5.4. Com o propósito de ilustrar o desempenho desse esquema para diferentes qualidades de canal interusuário, realizaram-se algumas simulações desse esquema de transmissão com canais interusuários sob o efeito de desvanecimento Rice. Pode-se observar na Figura 5.4 que, conforme o fator Riceano K diminui (quanto menor o valor de K , mais próximo da distribuição Rayleigh, a distribuição Rice se torna), ou conforme a razão sinal-ruído interusuário (ISNR) diminui, o desempenho de erro do esquema

de transmissão cooperativo satura em valores de BER cada vez mais altos. Assim, pode-se dizer que o esquema cooperativo que faz uso do código de Alamouti oferece bom desempenho de erro quando os canais interusuários têm uma boa qualidade, ou seja, quando existe uma componente de visada direta forte entre os nós cooperadores e quando a ISNR é alta.

No Capítulo 6, o esquema cooperativo que faz uso do código de Alamouti será utilizado como referência para se avaliar o desempenho de erro do esquema cooperativo proposto nesta tese.

Capítulo 6

Proposta de um Esquema de Diversidade Cooperativa com Conhecimento Parcial do Canal nos Nós Cooperadores

Neste capítulo, propõe-se um esquema de diversidade cooperativa para $N_T \geq 2$ nós transmissores e $N_D = 1$ nó destino, todos equipados com uma única antena. Antes de começar qualquer transmissão de dados, os nós transmissores recebem $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits de realimentação, que trazem informação sobre o estado do canal. Vale ressaltar que a mesma informação sobre o estado do canal é passada para todos os nós cooperadores. Este fato, aliado ao fato de que o canal permanece constante por um certo intervalo de tempo, resulta em um *overhead* desprezível na prática.

Para facilitar o entendimento do esquema proposto, e para simplificar a sua análise de desempenho, considera-se nas Seções 6.2 e 6.3 (e mais a Seção 6.5.1) o caso de $N_T = 2$ nós transmissores. A extensão do esquema proposto para $N_T > 2$ nós transmissores é descrita na Seção 6.4, e a correspondente análise de desempenho é realizada na Seção 6.5.1.

Na Seção 6.1, descreve-se o modelo do sistema cooperativo. O novo esquema de diversidade cooperativa é descrito na Seção 6.2. Na Seção 6.3, apresenta-se

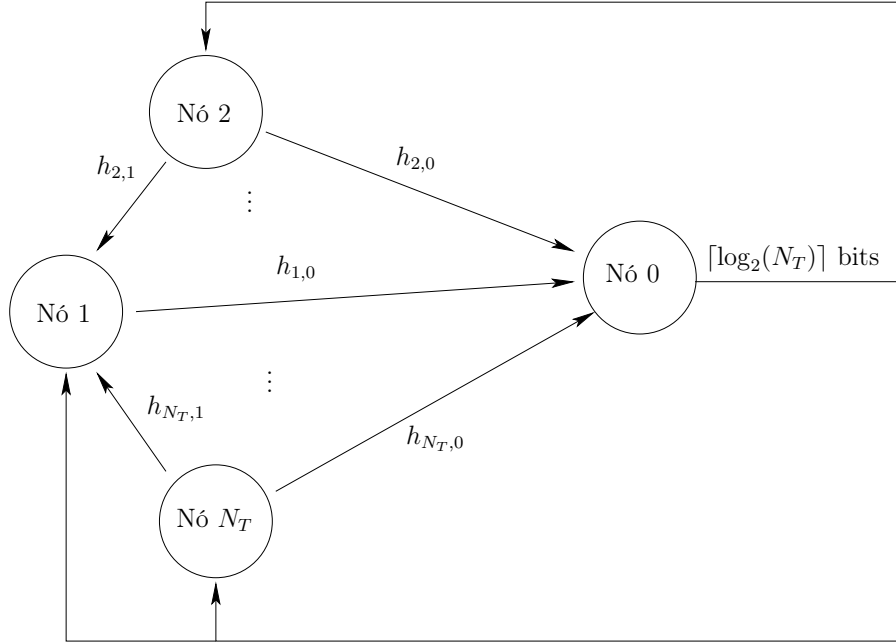


Figura 6.1 Diagrama de blocos do esquema de cooperação proposto com $N_T \geq 2$ nós transmissores.

uma análise da probabilidade de erro para o esquema proposto, assumindo-se uma condição ideal para os canais interusuários. Na Seção 6.5, apresenta-se a extensão da análise da BER média para um cenário mais geral, com $N_T > 2$ e canais interusuários não ideais. Finalmente, na Seção 6.6, resultados de simulação são apresentados.

6.1 Modelo do Sistema

O sistema de comunicação sem fio cooperativo para $N_T \geq 2$ nós transmissores proposto nesta tese é ilustrado na Figura 6.1. Ele consiste em $N_T \geq 2$ nós transmissores (nós parceiros) e $N_D = 1$ nó receptor (nó destino), todos equipados com uma única antena. Nesta seção e nas Seções 6.2 e 6.3, por simplicidade, considera-se que os nós parceiros estão próximos entre si, podendo-se, conseqüentemente, assumir que o canal de comunicação entre o nó transmissor e seu parceiro é confiável. Assume-se que os canais diretos estejam sujeitos a desvanecimento Rayleigh e plano. Os sinais recebidos pelo nó receptor são contaminados por um ruído aditivo Gaussiano branco. Os nós transmissores, denominados nó 1, nó 2, ..., nó N_T , enviam seus símbolos de informação para o

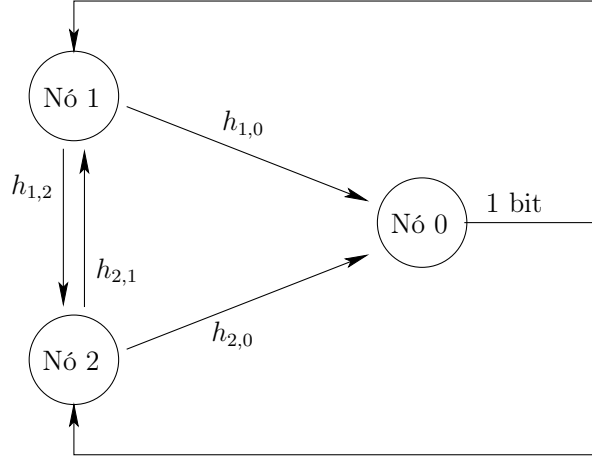


Figura 6.2 Diagrama de blocos do esquema de cooperação proposto com $N_T = 2$ nós transmissores.

nó destino, denominado nó 0. Os nós transmissores também se comunicam entre si. Os coeficientes dos desvanecimentos $h_{i,0}$ associados aos canais entre os nós i e o nó 0, $i = 1, 2, \dots, N_T$, são modelados como variáveis aleatórias Gaussianas com média zero e variância $1/2$ por dimensão complexa. Assume-se que os coeficientes dos desvanecimentos são constantes durante a transmissão de um bloco de N_T símbolos consecutivos, mudando aleatoriamente a cada novo bloco de transmissão.

Assume-se também que os coeficientes dos desvanecimentos do canal direto são conhecidos pelo receptor e que exista um canal de realimentação, totalmente livre de erros e de atrasos, através do qual $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits possam ser enviados para os nós transmissores (os mesmos $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits são enviados para todos os nós transmissores). Além disso, assume-se que a informação trazida pelo canal de realimentação chegue aos nós transmissores antes mesmo que a primeira transmissão seja realizada.

6.2 Esquema de Diversidade Cooperativa Proposto para

$N_T = 2$ Nós Transmissores com Um Bit de Realimentação

Nesta seção, o esquema de diversidade cooperativa proposto é apresentado para um sistema de comunicação cujo modelo foi descrito na seção anterior, porém, por simplicidade de apresentação, considera-se $N_T = 2$ nós transmissores, conforme é

ilustrado na Figura 6.2. A transmissão dentro de um bloco é realizada da seguinte maneira: No primeiro período de símbolo, cada nó transmissor envia seu próprio símbolo de informação para o nó destino, e este símbolo é também recebido pelo nó parceiro, que realiza sua detecção. No segundo período de símbolo, os nós transmissores realizam cooperação e retransmitem a informação recebida de seu nó parceiro conforme é descrito abaixo.

No esquema proposto, uma alocação de potência não uniforme é empregada nos nós transmissores. Denotam-se P_+ e P_- ($P_+ > P_-$) as potências de transmissão alocadas nos nós transmissores, sendo que a restrição de potência $P_+ + P_- = P$ é imposta, em que P é a potência total transmitida. O valor da potência alocada em cada nó transmissor poderia variar para cada novo bloco de transmissão, dependendo das condições instantâneas do canal. No entanto, isto requereria um número maior de bits de realimentação. Em vez disso, considera-se uma alocação com dois níveis de potência, a saber, α e $P - \alpha$, em que α é um valor otimizado à parte e permanece fixo por todo o tempo. Os dois níveis (complementares) de potência são designados alternadamente para os nós 1 e 2, de acordo com o valor do bit de realimentação recebido. Em função de se ter considerado o canal interusuário totalmente sem ruído (ideal), qualquer quantidade de potência positiva P_- torna-se suficiente para detectar corretamente o símbolo vindo do nó parceiro. Assume-se para o restante deste capítulo que $P_+ \gg P_-$. Vale a pena acrescentar que esta última consideração é bem razoável, levando-se em conta que os nós transmissores estão próximos um dos outros, mesmo quando os canais interusuários não sejam ideais.

6.2.1 O Transmissor

Sejam s_1 e s_2 os símbolos de dados gerados pelos nós 1 e 2, respectivamente, ambos pertencentes a uma constelação de símbolos com energia média unitária. Primeiro, suponha que $|h_{1,0}| > |h_{2,0}|$, em que $|\cdot|$ denota valor absoluto. Nesse caso, uma maior potência deve ser alocada ao nó 1, e a transmissão em nosso esquema de diversidade cooperativa é descrito na Tabela 6.1. Note que, no segundo período de símbolo, somente o nó cooperador 1 realiza a transmissão, com potência total. Na prática, este símbolo transmitido pelo nó 1 é a decisão tomada em relação ao

Tabela 6.1 Esquema de Transmissão

Se $ h_{1,0} > h_{2,0} $			Se $ h_{2,0} > h_{1,0} $		
Nó	Instante 1	Instante 2	Nó	Instante 1	Instante 2
1	$\sqrt{P_+}s_1$	$\sqrt{P_-}s_2$	1	$\sqrt{P_-}s_1$	0
2	$\sqrt{P_-}s_2$	0	2	$\sqrt{P_+}s_2$	$\sqrt{P_-}s_1$

símbolo que foi transmitido pelo nó 2 no primeiro período de símbolo. Uma vez que está sendo considerado que o canal interusuário é totalmente livre de erros, pode-se assumir que o símbolo s_2 é transmitido pelo nó 1 no período de símbolo cooperativo.

Quando $|h_{2,0}| > |h_{1,0}|$, a maior porcentagem da potência de transmissão deve ser alocada ao nó 2, e a transmissão ocorre conforme apresentado na Tabela 6.1. Devido à simetria da Tabela 6.1, assume-se para o restante desta seção que $|h_{1,0}| > |h_{2,0}|$.

6.2.2 Recepção de Máxima Verossimilhança

Os símbolos recebidos no nó destino, nos instantes 1 e 2, são dados por:

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{P_+}s_1h_{1,0} + \sqrt{P_-}s_2h_{2,0} + \mathbf{e}_1 \\ y_2 &= \sqrt{P_-}s_2h_{1,0} + \mathbf{e}_2, \end{aligned} \quad (6.1)$$

respectivamente, em que \mathbf{e}_1 e \mathbf{e}_2 representam o ruído AWGN, modelados como variáveis aleatórias complexas com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão, para os instantes 1 e 2, respectivamente.

A decisão de máxima verossimilhança (ML) $(\tilde{s}_1, \tilde{s}_2)$ é dada por

$$(\tilde{s}_1, \tilde{s}_2) = \arg \min_{s_1, s_2} \left| y_1 - \sqrt{P_+}s_1h_{1,0} - \sqrt{P_-}s_2h_{2,0} \right|^2 + \left| y_2 - \sqrt{P_-}s_2h_{1,0} \right|^2. \quad (6.2)$$

Assumindo-se que $P_+ \gg P_-$, o receptor de ML pode ser simplificado. Expandindo-se o termo

$$\left| y_1 - \sqrt{P_+}s_1h_{1,0} - \sqrt{P_-}s_2h_{2,0} \right|^2$$

de (6.2), obtém-se

$$|y_1|^2 + P_+|s_1|^2|h_{1,0}|^2 + P_-|s_2|^2|h_{2,0}|^2 + \sqrt{P_+}\sqrt{P_-} (s_1s_2^*h_{1,0}h_{2,0}^* + s_2s_1^*h_{2,0}h_{1,0}^*) \\ - 2\sqrt{P_+}\Re\{y_1s_1^*h_{1,0}^*\} - 2\sqrt{P_-}\Re\{y_1s_2^*h_{2,0}^*\},$$

em que $*$ denota conjugado complexo e $\Re\{\cdot\}$ entende-se por parte real. Sendo $P_+ \gg P_-$, pode-se negligenciar os termos multiplicados por P_- , $\sqrt{P_-}$ e $\sqrt{P_+}\sqrt{P_-}$, resultando na seguinte aproximação

$$\left| y_1 - \sqrt{P_+}s_1h_{1,0} - \sqrt{P_-}s_2h_{2,0} \right|^2 \approx \\ |y_1|^2 + P_+|s_1|^2|h_{1,0}|^2 - 2\sqrt{P_+}\Re\{y_1s_1^*h_{1,0}^*\}. \quad (6.3)$$

Nota-se que o primeiro termo de (6.2) é independente de s_2 quando $P_+ \gg P_-$. Logo, pode-se concluir que realizar a recepção de ML dos símbolos s_1 e s_2 independentemente é praticamente o mesmo que realizar a recepção de ML em (6.2). A partir desta observação é possível propor um receptor alternativo que ofereça um desempenho muito próximo ao do receptor de ML.

6.2.3 Receptor Alternativo de Baixa Complexidade

O primeiro receptor alternativo aqui proposto realiza a recepção de ML de s_2 baseado na seguinte minimização

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{s_2} \left| y_2 - \sqrt{P}s_2h_{1,0} \right|^2 \\ = \arg \min_{s_2} |y_2|^2 + P|s_2|^2|h_{1,0}|^2 - 2\sqrt{P}\Re\{y_2s_2^*h_{1,0}^*\}, \quad (6.4)$$

a qual corresponde a minimizar o segundo termo em (6.2). Dessa maneira, s_1 poderia ser detectado removendo-se de y_1 a interferência causada por s_2 . Para tal, o símbolo \hat{s}_2 , detectado no passo anterior, poderia ser usado e a decisão em s_1 seria

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{s_1} \left| y_1 - \sqrt{P_+}s_1h_{1,0} - \sqrt{P_-}\hat{s}_2h_{2,0} \right|^2. \quad (6.5)$$

No entanto, a partir de (6.3), a minimização em (6.5) pode ser, aproximadamente, obtida por

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{s_1} |y_1|^2 + P_+ |s_1|^2 |h_{1,0}|^2 - 2\sqrt{P_+} \Re \{y_1 s_1^* h_{1,0}^*\}. \quad (6.6)$$

Como resultado, (6.6) e (6.4) podem ser obtidas em paralelo.

Agora, pode-se fazer uma observação que nos permite concluir que o esquema proposto apresenta um bom desempenho de erro. Em particular, uma ordem de diversidade cooperativa igual a 2 é alcançada. Note que, desde que é assumido $P_+ \gg P_-$ e $|h_{1,0}| > |h_{2,0}|$, é possível negligenciar o terceiro termo dentro do módulo quadrático em (6.5). Então, a desigualdade $|h_{1,0}| > |h_{2,0}|$ implica que (6.5) corresponde ao receptor de ML de um esquema de seleção em que o símbolo s_1 é transmitido com quase toda energia de transmissão. Semelhantemente, (6.4) corresponde à detecção de ML de um esquema de seleção em que o símbolo s_2 é transmitido com potência total P . Assim, a ordem de diversidade do esquema cooperativo proposto é semelhante à do esquema com diversidade de seleção de ordem 2.

Se ainda considerarmos que todos os sinais transmitidos pelos dois nós transmissores possuem a mesma energia, que é o caso se uma constelação PSK for adotada, então o receptor proposto torna-se linear e reduz-se a

$$\hat{s}_1 = \arg \max_{s_1} \Re \{y_1 s_1^* h_{1,0}^*\} \quad (6.7)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \max_{s_2} \Re \{y_2 s_2^* h_{1,0}^*\}. \quad (6.8)$$

Adota-se para o restante desta tese a modulação BPSK, permitindo-nos referenciar o receptor proposto como um detector *linear* (LD). O receptor de ML e o receptor de cancelamento de interferência serão referidos aqui como MLD (*maximum likelihood detector*) e ICD (*interference canceling detector*), respectivamente.

Na próxima seção, um limitante superior para a probabilidade de erro média do receptor alternativo descrito em (6.4) e (6.6) para a modulação BPSK é derivado. Os resultados obtidos através de simulações são apresentados na Seção 6.6.

6.3 Análise de Desempenho de Erro sob a Condição de Canais Interusuários Ideais (Caso $N_T = 2$)

Assume-se que os canais interusuários são confiáveis, i.e., o símbolo transmitido pelo nó transmissor com o melhor canal no segundo período de símbolo é o mesmo símbolo transmitido pelo seu nó parceiro no primeiro período de símbolo. Assume-se, também, que a modulação BPSK é usada pelos nós transmissores. Define-se h_{\max} (resp. h_{\min}) como o coeficiente do canal direto com maior (resp. menor) módulo quadrático instantâneo. Sob estas condições, deriva-se a taxa de erro de bit para o receptor linear apresentado na Seção 6.2.3.

Inicia-se a análise calculando-se a expressão exata da BER média para a modulação BPSK de um esquema de diversidade de seleção de ordem 2, que é dada por [78, eq. (9.213)], com $\rho = 0$ e $g = 1$]:

$$\begin{aligned} P_s^{(2)}(\gamma_0) &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) p(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma_0}{2+\gamma_0}}, \end{aligned} \quad (6.9)$$

em que $\gamma_b = \gamma_0 |h_{\max}|^2$, $\gamma_0 = E_b/N_0$ é a razão entre a energia de bit média e a densidade espectral de potência do ruído, $Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right)$ é a BER instantânea baseada em uma única realização de canal e $|h_{\max}|^2$ é a segunda estatística ordenada das normas quadráticas dos coeficientes do canal [52], i.e., ela é a variável aleatória que representa a maior de duas variáveis aleatórias qui-quadráticas com dois graus de liberdade e valor esperado unitário.

Lembrando-se que está sendo assumido $P_+ \gg P_-$, a expressão da BER instantânea para o símbolo s_2 é dada por:

$$P_{(e_2|h)} = Q\left(\sqrt{2\gamma_2}\right), \quad (6.10)$$

em que

$$\gamma_2 = \gamma_0 P |h_{\max}|^2. \quad (6.11)$$

A BER média para o símbolo s_2 é então

$$P_{e_2} = P_s^{(2)}(\gamma_0 P), \quad (6.12)$$

em que $P_s^{(2)}(\cdot)$ foi definida em (6.9).

Deve-se notar que a probabilidade de se detectar erroneamente o símbolo s_1 depende de a remoção da interferência em (6.5) ser bem sucedida ou não. A BER instantânea para o símbolo s_1 é então dada por:

$$P_{(e_1|h)} = (1 - P_{(e_2|h)})Q\left(\sqrt{2\gamma_1}\right) + \frac{P_{(e_2|h)}}{2} \sum_{i=0}^1 Q\left(\sqrt{\frac{2|\Pi_{h_{\max}}(\Delta_i)|^2}{N_0}}\right), \quad (6.13)$$

em que $\gamma_1 = \gamma_0 P_+ |h_{\max}|^2$, $\Delta_i = \sqrt{P_+ E_b} h_{\max} + 2(-1)^i \sqrt{P_- E_b} h_{\min}$ e $\Pi_{h_{\max}}(\Delta_i)$ denota a projeção de Δ_i sobre o eixo real, conforme é mostrado na Figura 6.3. No segundo termo de (6.13), considera-se o fato de que, para a modulação BPSK, se a interferência não é apropriadamente removida, então a interferência remanescente torna-se duas vezes maior. O índice i de Δ_i indica se os símbolos s_1 e s_2 possuem os mesmos valores ($i = 0$) ou se possuem valores opostos ($i = 1$).

A seguir, uma série de desigualdades serão apresentadas com o objetivo de encontrar um limitante superior para a BER instantânea em (6.13). Para ambos os casos, $i = 0$ ou $i = 1$, pode-se facilmente mostrar que

$$|\Pi_{h_{\max}}(\Delta_i)|^2 \geq \left(\sqrt{P_+ E_b} |h_{\max}| - 2\sqrt{P_- E_b} |h_{\min}|\right)^2,$$

em que a igualdade ocorre se, e somente se, $h_{\max} |h_{\min}| = -h_{\min} |h_{\max}|$. O lado direito da desigualdade acima corresponde ao pior cenário sob a condição de remoção mal sucedida da interferência, conforme é ilustrado na Figura 6.3. Se ainda for considerado que $P_+ \geq 16 \frac{|h_{\min}|^2}{|h_{\max}|^2} P_-$ (ou ainda $P_+ \geq 16 P_-$) (veja a Figura 6.3), então, tem-se a última desigualdade das séries, a saber,

$$\left(\sqrt{P_+ E_b} |h_{\max}| - 2\sqrt{P_- E_b} |h_{\min}|\right)^2 \geq \frac{P_+ E_b}{4} |h_{\max}|^2.$$

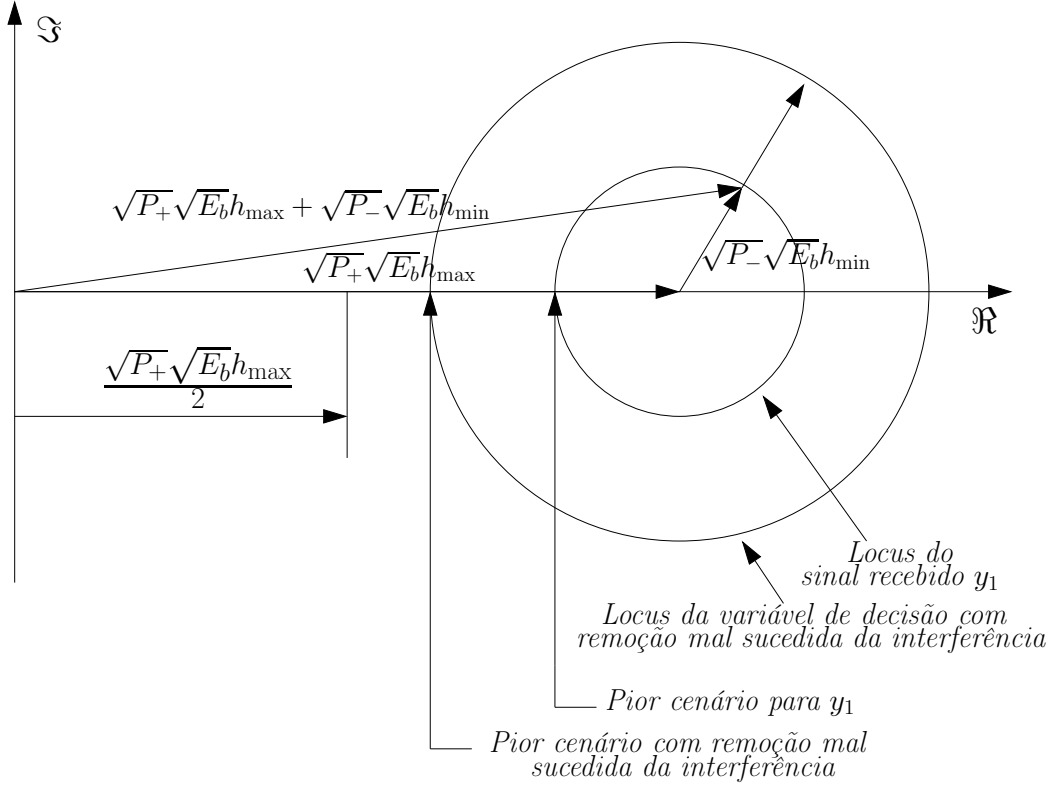


Figura 6.3 \hat{s}_1 sob a condição de $P_+ \geq 16P_-$ e modulação BPSK.

Para essas desigualdades, a expressão da BER instantânea em (6.13) para o símbolo s_1 pode ser limitada superiormente como

$$P_{(e_1|h)} \leq Q\left(\sqrt{2\gamma_1}\right) \left(1 - Q\left(\sqrt{2\gamma_2}\right)\right) + Q\left(\sqrt{\frac{\gamma_1}{2}}\right) Q\left(\sqrt{2\gamma_2}\right). \quad (6.14)$$

Um limitante superior da expressão da BER média para o símbolo s_1 pode ser obtida tomando-se a esperança do lado direito de (6.14). Assim, obtém-se

$$\begin{aligned} P_{e_1} \leq & E\left\{Q\left(\sqrt{2\gamma_1}\right)\right\} - E\left\{Q\left(\sqrt{2\gamma_1}\right)Q\left(\sqrt{2\gamma_2}\right)\right\} \\ & + E\left\{Q\left(\sqrt{\frac{\gamma_1}{2}}\right)Q\left(\sqrt{2\gamma_2}\right)\right\}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

O resultado final é dado como uma função de $P_s^{(2)}(\gamma_0)$ em (6.9) e de $\Omega(\alpha, \beta)$, que é definida como

$$\Omega(\alpha, \beta) := E\left\{Q(\sqrt{\alpha|h_{\max}|^2})Q(\sqrt{\beta|h_{\max}|^2})\right\},$$

para a qual uma expressão exata está demonstrada no Apêndice. Logo,

$$P_{e1} \leq P_s^{(2)}(\gamma_0 P_+) - \Omega(2\gamma_0 P_+, 2\gamma_0 P) + \Omega(\gamma_0 P_+/2, 2\gamma_0 P). \quad (6.16)$$

Por simetria, a expressão da BER média para uma modulação BPSK do novo esquema pode ser limitada superiormente através da média aritmética de (6.12) e (6.16).

6.4 Novo Esquema de Diversidade Cooperativa para

$N_T > 2$ Nós Transmissores com $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ Bits de Realimentação

Nesta seção, apresenta-se o esquema cooperativo proposto para $N_T > 2$ nós transmissores. Considera-se o modelo do sistema descrito na Seção 6.1. Vale a pena lembrar que os coeficientes dos desvanecimentos do canal direto são conhecidos pelo receptor e que existe um canal de realimentação, totalmente livre de erros e de atrasos, através do qual $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits podem ser enviados para os nós transmissores antes que a primeira transmissão seja realizada.

Conforme já mencionado em seções anteriores, no esquema de cooperação proposto, uma alocação de potência não uniforme é empregada nos nós transmissores. Denotam-se P_+ e P_- ($P_+ > P_-$) as potências de transmissão alocadas para o nó mais forte (considera-se o nó 1) e para o outro nó cooperador que também esteja transmitindo, respectivamente, sendo que a restrição de potência $P_+ + P_- = P$ é imposta, em que P é a potência total transmitida.

A transmissão dentro de um bloco (N_T períodos de símbolo) é realizada da seguinte maneira: No primeiro período de símbolo, o nó 1 e qualquer um dos outros nós transmissores, por exemplo o nó 2, enviam seus símbolos de informação para o nó destino e também trocam informações entre si (canal *full-duplex*). Ainda no primeiro período de símbolo, o nó 1 detecta o símbolo transmitido pelo nó 2 (s_2). Nos outros $N_T - 1$ períodos de símbolo, os nós transmissores realizam cooperação conforme é descrito abaixo.

No segundo período de símbolo (primeiro período cooperativo), o nó 1 transmite o símbolo s_2 (nesta seção, considera-se ainda que os canais interusuários sejam ideais), detectado no primeiro período de símbolo, e, simultaneamente, algum outro nó transmissor, por exemplo o nó 3, transmite o símbolo de informação s_3 . Esses dois símbolos são recebidos que no nó destino. O nó 1 e o nó 3, neste mesmo período de símbolo, trocam informações entre si: o nó 1 recebe o símbolo transmitido pelo nó 3 e vice-versa. No terceiro período de símbolo (segundo período cooperativo), o nó 1 transmite o símbolo s_3 , detectado no período anterior, e algum outro nó transmissor, por exemplo o nó 4, transmite o símbolo de informação s_3 . Esses dois símbolos são recebidos que no nó destino. Neste mesmo período de símbolo, o nó 1 e o nó 4 também trocam informações entre si: o nó 1 recebe o símbolo transmitido pelo nó 4 e vice-versa. Esse processo se repete até que o N_T -ésimo símbolo de informação tenha sido transmitido pelo nó 1 no N_T -ésimo período de transmissão ¹. A detecção dos N_T símbolos de informação pode ser feita através do receptor ICD ou LD (que é facilmente ajustado para o caso de N_T nós transmissores), conforme foi descrito nas Seções 6.2.2 e 6.2.3.

Na próxima seção, faz-se uma análise de desempenho de erro do esquema cooperativo proposto, considerando-se canais inter-usuários não ideais.

6.5 Análise de Desempenho de Erro sob a Condição de Canais Inter-Usuários Não Ideais

Nesta seção, deriva-se um limitante superior da expressão da BER média para o esquema de diversidade cooperativa descrito na Seção 6.2, mas agora, considerando-se que os canais interusuários não são ideais. Supõe-se que os canais interusuários estejam sujeitos a desvanecimento Rice e a ruído. Primeiro, esta análise, com o propósito de torna-la mais simples, é feita para o caso de $N_T = 2$ nós transmissores. Na Seção 6.5.2, estende-se essa análise para o caso de $N_T > 2$ nós transmissores.

¹Vale ressaltar que não importa a ordem na qual os símbolos sejam transmitidos durante o bloco de transmissão, apenas que todos eles sejam transmitidos através do canal direto mais forte.

6.5.1 $N_T = 2$ Nós Transmissores

Considera-se o esquema de transmissão cooperativo descrito na Seção 6.2, com uma única diferença: agora, assume-se que os canais interusuários não são ideais. Deste modo, o símbolo transmitido através do canal direto mais forte, durante o segundo período de transmissão, não será mais o símbolo transmitido pelo nó parceiro no primeiro instante de transmissão, mas sim o resultado da detecção desse símbolo.

Para simplificar a análise, assume-se que $|h_{1,0}| > |h_{2,0}|$ e que $P_+ \gg P_-$. Assim, a expressão da BER instantânea para o símbolo s_2 , considerando-se a presença de canais interusuários não-ideais, é dada por:

$$P_{(e_2|h)} = P_{(e_{2a}|h)} (1 - P_{(e_z|h)}) + P_{(e_z|h)} (1 - P_{(e_{2a}|h)}) , \quad (6.17)$$

em que

$$P_{(e_{2a}|h)} = Q \left(\sqrt{2\gamma_2} \right) , \quad (6.18)$$

e

$$\gamma_2 = \gamma_0 P |h_{\max}|^2 . \quad (6.19)$$

$P_{(e_z|h)}$ é a probabilidade instantânea de o símbolo s_2 ser detectado erroneamente pelo nó mais forte. $P_{(e_{2a}|h)}$ é a probabilidade de erro instantânea para o símbolo s_2 , assumindo-se que não houve erro na transmissão do nó 2 para o nó 1. $P_{(e_{2a}|h)}$ depende de $h_{1,0}$ (e $h_{2,0}$), enquanto que $P_{(e_z|h)}$ depende somente de $h_{2,1}$. Porém, $(h_{1,0}, h_{2,0})$ e $h_{2,1}$ são mutuamente independentes. Portanto, pode-se afirmar que

$$P_{e_2} = P_{e_{2a}} (1 - P_{e_z}) + P_{e_z} (1 - P_{e_{2a}}) , \quad (6.20)$$

em que

$$P_{e_{2a}} = P_s^{(2)}(\gamma_0 P) \quad (6.21)$$

e [79]

$$P_{e_z} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{(1+k) \sin^2(\varphi)}{(1+k) \sin^2(\varphi) + \sin^2(\frac{\pi}{2}) \gamma_0} \exp \left(\frac{k \sin^2(\frac{\pi}{2}) \gamma_0}{(1+k) \sin^2(\varphi) + \sin^2(\frac{\pi}{2}) \gamma_0} \right) d\varphi \quad (6.22)$$

é a probabilidade de erro exata para a modulação BPSK sobre um canal com desvanecimento Rice, em que k é denominado fator Riceano.

Conforme mostrado anteriormente, a probabilidade de detecção de erro para o símbolo s_1 depende da remoção da interferência em (6.5) ser bem sucedida ou não. A expressão da BER instantânea para o símbolo s_1 pode se encontrada em (6.13). O limitante superior da expressão da BER média para o símbolo s_1 , P_{e1} , é apresentado em (6.16), porém substituindo-se o primeiro termo em (6.16), i.e., $P_s^{(2)}(\gamma_0 P_1)$, por (6.20).

6.5.2 Generalização da Expressão da BER para $N_T > 2$ Nós Transmissores

Nesta seção, deriva-se um limitante superior da expressão da BER para o caso geral de N_T nós transmissores e canais interusuários não ideais. Como na seção anterior, considera-se que os canais interusuários estejam sujeitos a desvanecimento Rice e a ruído.

Para o caso $N_T > 2$, tem-se as seguintes situações para $k = 2, \dots, N_T - 1$:

1. Nó 1 transmite $\sqrt{P_+} s_1$ e o nó k transmite $\sqrt{P_-} s_k$;
2. Nó 1 transmite $\sqrt{P_+} \hat{s}_k$ e o nó $k + 1$ transmite $\sqrt{P_-} s_{k+1}$;
3. Nó 1 transmite $\sqrt{P} \hat{s}_{N_T}$.

Para o caso $N_T = 2$, tem-se as situações 1 e 3 apenas.

Começa-se lembrando a expressão exata da BER média para a modulação

BPSK de um esquema de diversidade de seleção de ordem N_T , obtida de [78]:

$$\begin{aligned} P_{e_s}^{(N_T)}(\gamma_0) &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) p(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= N_T \sum_{k=0}^{N_T-1} \frac{(-1)^k \binom{N_T-1}{k}}{2(k+1)} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma_0}{\gamma_0 + k + 1}}\right), \end{aligned} \quad (6.23)$$

em que $\gamma_b = \gamma_0 |h_{\max}|^2$, $\gamma_0 = E_b/N_0$ é a razão entre a energia média de bit e a densidade espectral de potência do ruído, $Q(\sqrt{2\gamma_b})$ é a BER instantânea (baseado em uma única realização de canal), e $|h_{\max}|^2$ é a N_T -ésima estatística ordenada das normas quadráticas dos coeficientes dos canais, i.e., é a variável aleatória que representa a maior de N_T variáveis aleatórias qui-quadráticas com 2 graus de liberdade e valor esperado unitário [52].

Para o caso com $N_T > 2$ nós transmissores, a expressão da BER instantânea para o símbolo s_{N_T} é dada por:

$$P_{(e_{N_T}|h)} = P_{(e_{N_{Ta}}|h)} (1 - P_{(e_z|h)}) + P_{(e_z|h)} (1 - P_{(e_{N_{Ta}}|h)}), \quad (6.24)$$

em que

$$P_{(e_{N_{Ta}}|h)} = Q\left(\sqrt{2\gamma_{N_T}}\right) \quad (6.25)$$

e

$$\gamma_{N_T} = \gamma_0 P |h_{\max}|^2. \quad (6.26)$$

A expressão da BER média para o símbolo s_{N_T} é

$$P_{e_{N_T}} = P_{e_{N_{Ta}}} (1 - P_{e_z}) + P_{e_z} (1 - P_{e_{N_{Ta}}}), \quad (6.27)$$

em que

$$P_{e_{N_{Ta}}} = P_s^{(N_T)}(\gamma_0 P). \quad (6.28)$$

Além das probabilidades já calculadas nas seções anteriores, para o caso $N_T > 2$,

deve-se calcular a BER para os símbolos s_2, \dots, s_{N_T-1} , correspondentes à situação 2.

Considere o sinal recebido no instante k ($k = 2, \dots, N_T - 1$)

$$y_k = \sqrt{P_+} \hat{s}_k h_{1,0} + \sqrt{P_-} s_{k+1} h_{2,0} + e_k, \quad (6.29)$$

em que \hat{s}_k é a decisão de s_k tomada no nó 1 no instante anterior. A probabilidade de \hat{s}_k não ser s_k é P_{e_z} . Deseja-se encontrar a probabilidade P_{e_k} , que é a probabilidade de o nó 0 errar a detecção de s_k . Sendo assim, a probabilidade desejada é dada por:

$$P_{(e_k|h)} = P_{(e_1|h)} (1 - P_{(e_z|h)}) + P_{(e_z|h)} (1 - P_{(e_1|h)}), \quad (6.30)$$

em que $P_{(e_1|h)}$ é dado por (6.15), substituindo-se em (6.15) o termo $Q(\sqrt{2\gamma_1})$ por (6.17). Deve-se notar que $P_{(e_1|h)}$ depende somente de $h_{1,0}$ (e $h_{2,0}, h_{3,0}, \dots, h_{N_T,0}$), enquanto $P_{(e_z|h)}$ depende somente de $h_{k,1}$. Então, a probabilidade de erro para o símbolo s_k , $k = 2, \dots, N_T - 1$, é dada por

$$P_{e_k} = P_{e_1} (1 - P_{e_z}) + P_{e_z} (1 - P_{e_1}), \quad (6.31)$$

em que P_{e_1} é a BER média para o símbolo s_1 obtida na Seção 6.5.1, porém usando a função $\Omega(\alpha, \beta)$, como descrita no Apêndice, para o caso $N_T > 2$.

6.6 Resultados de Simulação

Nesta seção, apresentam-se alguns resultados de simulação para se avaliar o desempenho de erro do esquema de transmissão cooperativo proposto nesta tese. Compara-se o esquema de diversidade cooperativa proposto, para $N_T = 2$ e 4, com o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti [77] (sem bit de realimentação) e com o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código G4 [35] (sem bit de realimentação), respectivamente, em termos de BER versus SNR (γ_0) para uma modulação BPSK e desvanecimento Rayleigh plano.

Objetivando-se visualizar o ganho de diversidade cooperativa, a curva de BER versus SNR para o esquema sem cooperação (cada nó transmite seu próprio símbolo

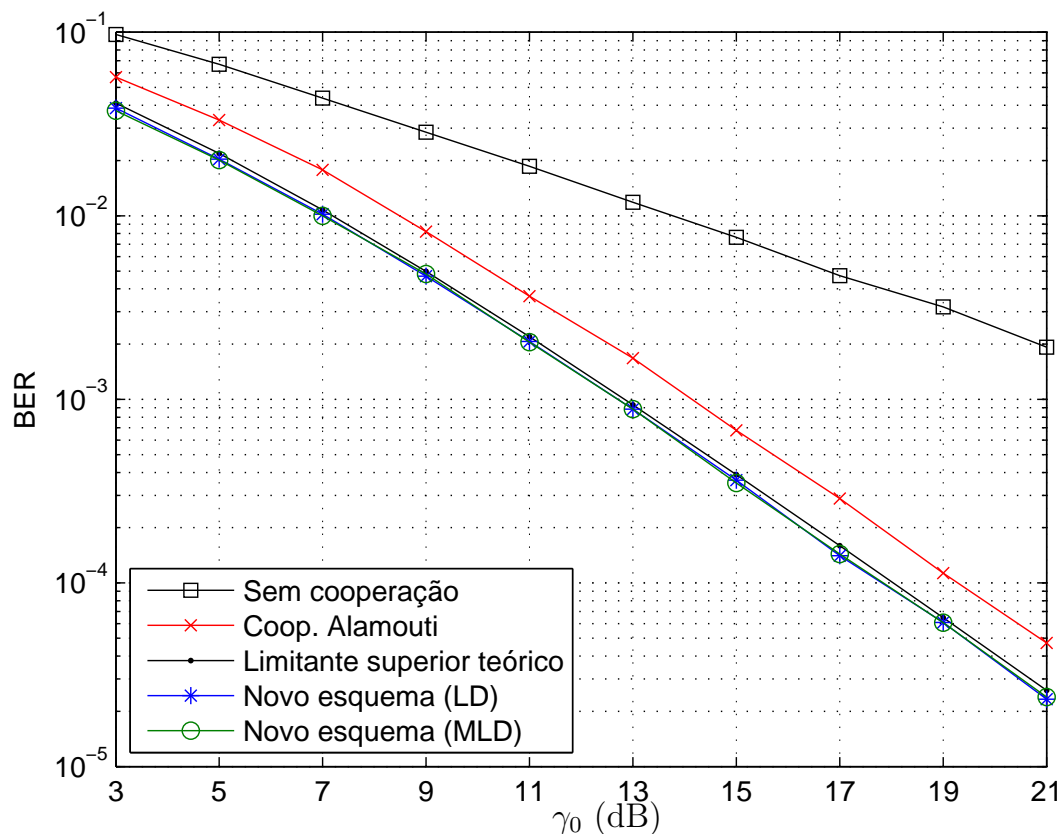


Figura 6.4 BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti (sem bit de realimentação) considerando-se canais interusuários ideais. A alocação de potência adotada é de $P_+ = 0,95$.

em intervalos de símbolos distintos) é apresentada na Figura 6.4, em que, o esquema de diversidade cooperativa com o código de Alamouti [77] (sem bit de realimentação) e o *novo* esquema de diversidade cooperativa para $b_f = 1$ bit de realimentação são considerados, assumindo-se que os canais interusuários são ideais. Resultados são apresentados tanto para o receptor LD quanto para o receptor MLD. O limitante superior teórico é também apresentado, dando uma idéia de sua acurácia. A alocação de potência adotada nesta simulação é de $P_+ = 0,95$, em que a potência total é unitária ($P = 1$). Pode-se observar que o detector linear apresenta desempenho de erro equivalente ao apresentado pelo receptor de máxima verossimilhança. Observa-se, também, que utilizando-se apenas um único bit de

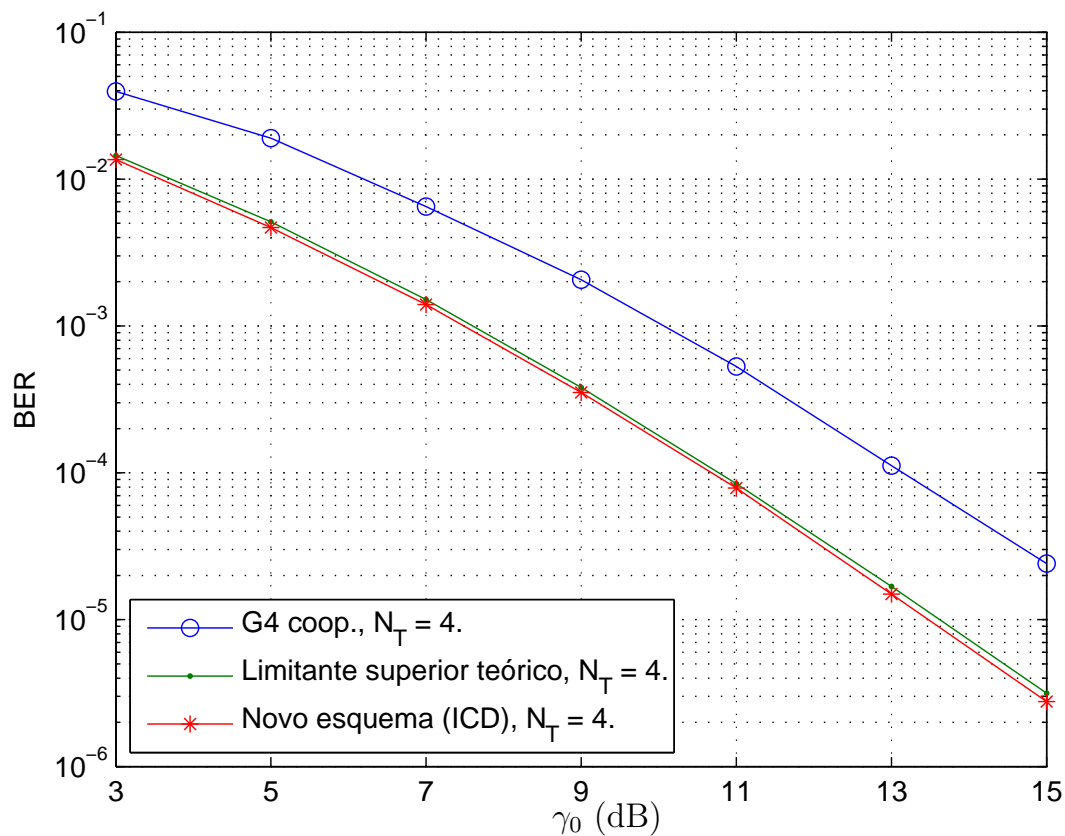


Figura 6.5 BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa com o código G4 (sem bit de realimentação). $N_T = 4$, ISNR= 25 dB, $K = 20$ dB e $P_+ = 0,95$.

realimentação o esquema proposto apresenta um ganho de SNR sobre o código de Alamouti de aproximadamente 1,8 dB.

Na Figura 6.5, o esquema de diversidade cooperativa com o código G4 [35] (sem bit de realimentação) e o *novo* esquema de diversidade cooperativa para $b_f = 2$ bits de realimentação são considerados, assumindo-se que os canais interusuários estão sujeitos a desvanecimento Rice e apresentam uma ISNR = 25 dB e $k = 20$ dB. Os resultados são apresentados para o receptor ICD. O limitante superior teórico é também apresentado, dando uma idéia de sua acurácia. A alocação de potência adotada nesta simulação é de $P_+ = 0,95$, para uma potência total $P = 1$. Pode-se notar que o esquema cooperativo aqui proposto, com $b_f = 2$ bits de realimentação, apresenta um ganho de SNR sobre o código G4 de aproximadamente 2,5 dB.

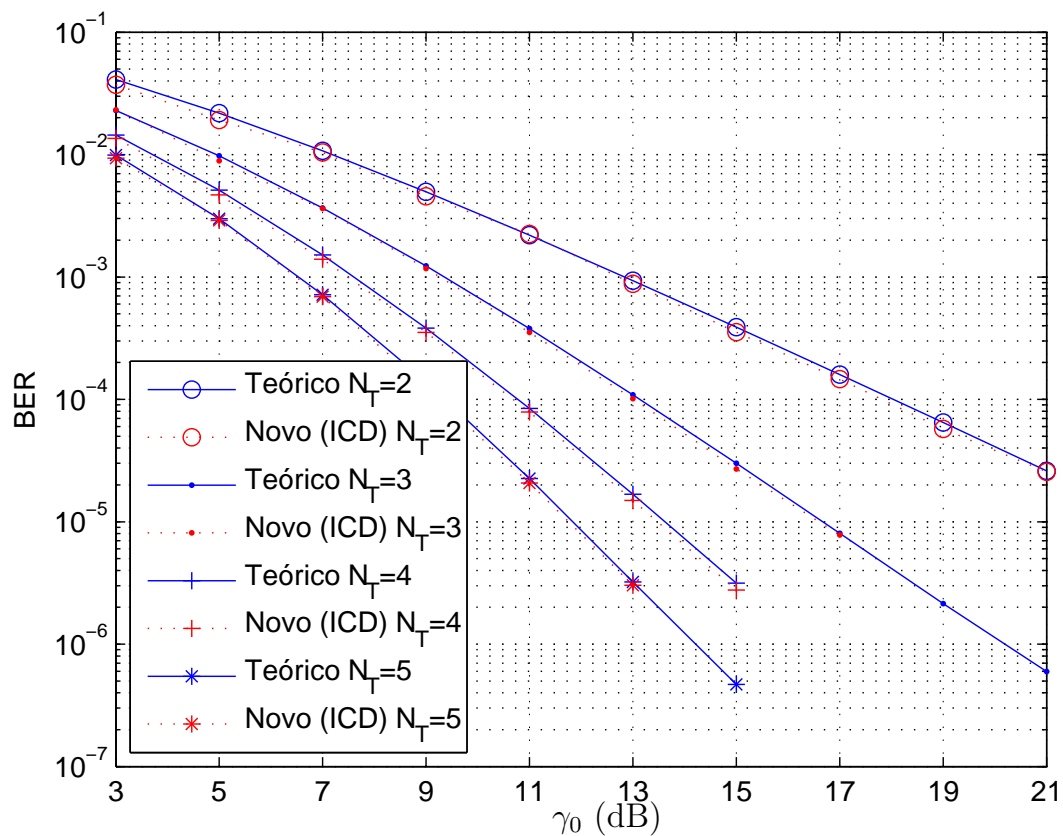


Figura 6.6 BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa com o receptor ICD (curvas tracejadas) e para os limitantes superiores (curvas contínuas), considerando-se $N_T = 2, 3, 4$ e 5 . Fator Riceano $k = 20$ dB e ISNR = 25 dB.

A Figura 6.6 apresenta as curvas de desempenho de erro teórico e para o receptor ICD, para vários valores de N_T . Pode-se observar que o limitante superior teórico derivado para a expressão da BER é bem próximo aos valores apresentados para o receptor ICD, mesmo quando o valor de N_T é aumentado, mostrando que o limitante superior teórico continua sendo preciso para $N_T > 2$ nós transmissores.

A Figura 6.7 apresenta as curvas de desempenho de erro para o receptor ICD e LD, para vários valores de N_T . Pode-se observar que conforme N_T aumenta, o receptor linear apresenta uma certa perda de desempenho. No entanto, essa perda é compensada por sua simplicidade de detecção.

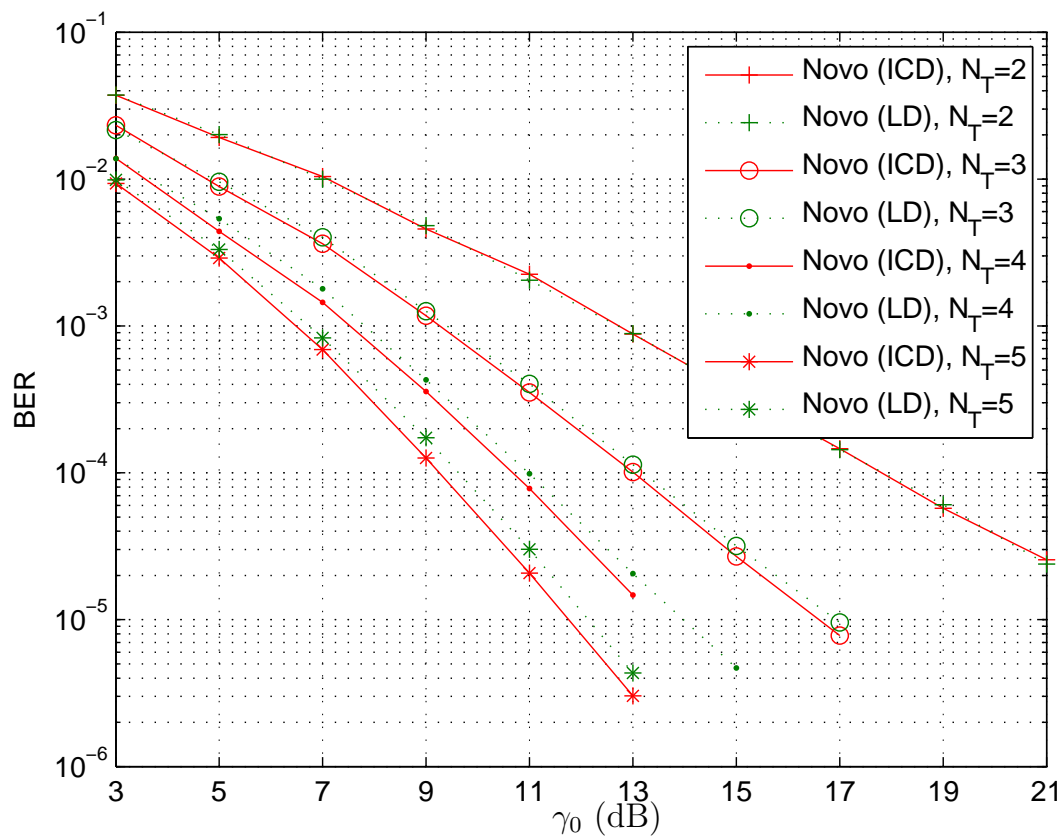


Figura 6.7 BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa com o receptor ICD (curvas contínuas) e com o detector LD (curvas pontilhadas), considerando-se $N_T = 2, 3, 4$ e 5 . Fator Riceano $k = 20$ dB e $\text{ISNR} = 25$ dB.

6.7 Comentários

Quando os canais interusuários são ideais, a alocação de potência P_+ pode assumir um valor arbitrariamente alto, o que melhoraria ainda mais o desempenho de erro do novo esquema de cooperação. Porém, para o caso em que os canais interusuários são reais, a potência P_- não pode ser demasiadamente baixa, pois a porcentagem elevada de decisões errôneas que seriam tomadas no nó cooperador de melhor canal direto comprometeriam o desempenho total do sistema. Deve-se esperar que, na presença de canais interusuários reais, a potência P_+ possa ser diminuída conforme a SNR média do canal direto decresça, ou conforme os canais interusuários se tornem mais ruidosos. Por exemplo, considerando-se um esquema

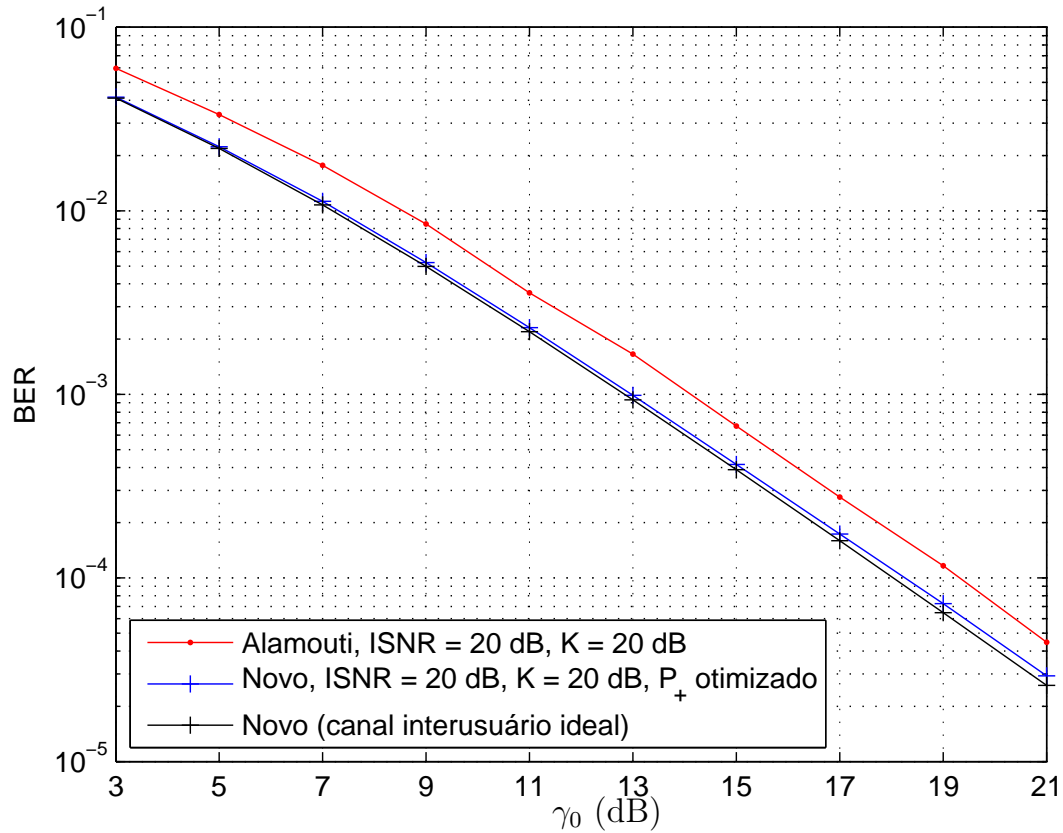


Figura 6.8 BER versus SNR para o novo esquema de diversidade cooperativa e para o esquema de diversidade cooperativa que utiliza o código de Alamouti (sem bit de realimentação) considerando-se canais interusuários não ideais. A alocação de potência adotada para o novo esquema é de $P_+ = 0,95$ para $\gamma_0 \leq 7$ dB, de $P_+ = 0,90$ para $18 \text{ dB} \geq \gamma_0 > 7$ dB e de $P_+ = 0,85$ para $\gamma_0 \leq 18$ dB.

de transmissão cooperativo com $N_T = 2$ nós transmissores, canal interusuário sujeito a desvanecimento Rice plano e quase-estático, $ISNR = 20$ dB e $k = 20$ dB, e o canal direto sujeito a desvanecimento Rayleigh plano e quase-estático, com uma SNR média de $\gamma_0 > 7$ dB, o desempenho de erro continua sendo atrativo somente se a potência P_+ for reduzida. Esta afirmação é justificada através do resultado apresentado na Figura 6.8. A alocação ótima de potência como uma função das estatísticas dos canais interusuários e da SNR média no nó destino, isto é, conforme a situação prática particular, pode ser realizada fazendo-se uso dos limitantes superiores para a BER média desenvolvidos nesta tese.

Conclusão e Trabalhos Futuros

Nesta tese, dois tipos de sistemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas são considerados. No primeiro tipo, as múltiplas antenas transmissoras estão instaladas em um único transmissor (caso MIMO convencional). Neste caso, propôs-se uma abordagem geral para seleção de códigos na transmissão com códigos de dispersão linear. Baseado nas condições instantâneas do canal, o transmissor escolhe um LDC de um conjunto de LDCs, objetivando minimizar a probabilidade de erro. Nota-se que em todos os conjuntos de LDCs apresentados na Seção 4.6, os bits de realimentação trazem somente informação de fase. Este sempre será o caso quando houver casamento entre os parâmetros, isto é, $\tau = Q$ e $b_f = (M_T - 1)b$. Outras extensões também são possíveis. Por exemplo, quando $\tau = Q$ e $b_f = \sum_{i=1}^{M_T-1} b_i$, em que b_i é um número inteiro positivo, e os sinais transmitidos através das antenas $i + 1$ são rotacionados por uma fase de 2^{b_i} -PSK, dependendo da informação que for trazida pelos bits de realimentação. Em todos esses casos, os melhores conjuntos de LDCs, seguindo a mesma idéia apresentada na Seção 6.3, são também conjuntos ótimos. No entanto, para os casos em que $b_f < M_T - 1$, a solução ótima não parece ser tão direta e deve envolver uma mistura dos símbolos na transmissão. Nesses casos, para se obter a solução ótima, talvez seja necessário que os bits de realimentação tragam não somente informação de fase, mas também, informação de magnitude.

No segundo tipo, as múltiplas antenas transmissoras estão localizadas em

diferentes nós de uma rede sem fio, cada nó sendo equipado com uma única antena (caso MIMO distribuído). Neste caso, propôs-se um esquema de diversidade cooperativa para um sistema de comunicação que consiste em N_T nós cooperadores que recebem $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bits de realimentação do nó destino com informação sobre o estado do canal. Esta informação é usada apropriadamente para se obter ganhos de diversidade cooperativa e de razão sinal-ruído. Um receptor linear (LD) simples e um receptor com cancelamento de interferência (ICD) são propostos. Mostra-se que seus desempenhos de erro são muito próximos do desempenho do receptor de máxima verossimilhança. Um limitante superior para a probabilidade de erro média de bit para a modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh é derivado. A partir dos resultados de simulações e das análises de desempenho de erro, mostrou-se que, quando os canais interusuários são bons, a ordem de diversidade máxima é alcançada pelo esquema proposto para qualquer valor de N_T .

Comparações em termos de BER *versus* SNR entre o receptor ICD e o receptor LD foram feitas. Constatou-se, através de resultados de simulação, que o receptor LD apresenta uma certa perda de desempenho conforme o número de nós transmissores aumenta. No entanto, essa perda é compensada por sua simplicidade de detecção. Outro resultado importante é que o esquema de diversidade cooperativa proposto, fazendo uso de apenas 1 e 2 bits de realimentação, oferece um ganho em SNR de aproximadamente 1,8 dB e 2,5 dB sobre o esquema cooperativo que faz uso do código de Alamouti e o código G4 de Tarokh *et. al* [35], respectivamente.

Para trabalhos futuros, sugere-se a extensão da otimização para se encontrar conjuntos de códigos de dispersão linear para o caso MIMO convencional, para $b_f < M_T - 1$. Nesses casos, para obter a solução ótima, talvez seja necessário que os bits de realimentação tragam não somente informação de fase, mas também, informação de magnitude. Nesse caso, deve-se adotar para o algoritmo iterativo a restrição de potência menos rígida possível.

Sugere-se também a extensão do problema de otimização para o caso em que os canais de transmissão estejam parcialmente correlacionados. Esta seria uma suposição mais realista, tornando o problema de otimização ainda mais interessante,

porém mais complicado.

Ainda considerando a questão do problema de otimização com códigos de dispersão linear, poderia se considerar a extensão do problema de otimização para um sistema de comunicação sem fio multiusuário, considerando o efeito de interferência causado por outros usuários que estariam próximos à unidade radiomóvel em questão. É um problema de otimização ainda mais complexo e o resultado obtido, ou seja, os conjuntos de códigos de dispersão linear obtidos, talvez sejam totalmente diferentes daqueles obtidos para o problema formulado nesta tese, visto que o problema abordado aqui leva em consideração somente a comunicação entre a estação radiobase e uma única unidade radiomóvel.

Outro problema interessante seria avaliar o desempenho do esquema de comunicação cooperativa proposto nesta tese para diferentes tipos de canais de comunicação sem fio. Também, poderia se avaliar, em um sistema de comunicação sem fio multiusuário, se o esquema cooperativo proposto aqui continuaria apresentando bons resultados em termos de desempenho de erro.

Apêndice

Solução Exata de $\Omega(\alpha, \beta)$ para N_T Nós Transmissores

Neste apêndice, deriva-se uma solução exata para

$$\Omega(\alpha, \beta) = E \left\{ Q(\sqrt{\alpha X}) Q(\sqrt{\beta X}) \right\},$$

sendo esta uma função de N_T . $X = |h_{\max}|^2$, em que h_{\max} foi definida na Seção 6.3, e α e β são números reais positivos. A esperança é com relação a X , cuja PDF é dada por [18, 24, 52]:

$$p_X(x) = N_T(1 - e^{-x})^{N_T-1}e^{-x}, \quad x \geq 0.$$

A função geradora de momentos de X , denotada por $\Psi_X(v)$, pode ser definida para $v \geq 0$ como

$$\Psi_X(v) := E\{\exp(-vX)\} = \int_0^\infty e^{-vx} p_X(x) dx,$$

que resulta em

$$\Psi_X(v) = N_T \sum_{k=0}^{N_T-1} \frac{(-1)^k \binom{N_T-1}{k}}{k+1+v}, \quad (\text{A1})$$

Recorre-se, mais uma vez, à formula de Craig [80] para a função Gaussiana Q :

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta.$$

Também, foi mostrado [78, eq. (4.8)] que

$$\begin{aligned} Q(x_1)Q(y_1) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\tan^{-1} y_1/x_1} \exp\left(-\frac{y_1^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2 - \tan^{-1} y_1/x_1} \exp\left(-\frac{x_1^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

Substituindo-se $x_1 = \sqrt{\alpha X}$ e $y_1 = \sqrt{\beta X}$ em (A2), tem-se

$$\begin{aligned} Q(\sqrt{\alpha X})Q(\sqrt{\beta X}) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\kappa_1} \exp\left(-\frac{\beta X}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\kappa_2} \exp\left(-\frac{\alpha X}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta, \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

em que $\kappa_1 = \tan^{-1} \sqrt{\beta/\alpha}$ e $\kappa_2 = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \sqrt{\beta/\alpha}$.

Tomando-se a esperança de (A3), e usando (A1), obtém-se

$$\Omega(\alpha, \beta) = \Omega_1(\alpha, \beta) + \Omega_2(\alpha, \beta), \quad (\text{A4})$$

em que

$$\Omega_1(\alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\kappa_1} \Psi_X\left(\frac{\beta}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (\text{A5})$$

e

$$\Omega_2(\alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\kappa_2} \Psi_X\left(\frac{\alpha}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (\text{A6})$$

A partir de (A1) e das integrais acima, pode-se ver que é necessário resolver uma integral da seguinte forma

$$\begin{aligned} &\int \frac{V(k)}{C + \frac{\beta}{2 \sin^2 \theta}} d\theta, \\ &= \frac{V(k)}{2C} \int \frac{4C \sin^2 \theta + 2\beta - 2\beta}{\beta + 2C \sin^2 \theta} d\theta \quad C = 1, \dots, N_T, \end{aligned} \quad (\text{A7})$$

que resulta em [81]:

$$\frac{V(k)\theta}{C} - \frac{V(k)\sqrt{\beta}}{C\sqrt{2C+\beta}} \tan^{-1} \left(\sqrt{1 + \frac{2C}{\beta}} \tan(\theta) \right), \quad (\text{A8})$$

em que

$$V(k) = N_T (-1)^k \binom{N_T - 1}{k}$$

e $k = C - 1$.

De (A7) e (A8), pode-se escrever (A5) e (A6) como

$$\begin{aligned}\Omega_1(\alpha, \beta) &= \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \right) \\ &- \sum_{i=0}^{N_T-1} \frac{V(i)\sqrt{\beta}}{C2\pi\sqrt{\beta+2C}} \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\beta+2C}{\alpha}} \right),\end{aligned}\tag{A9}$$

e

$$\begin{aligned}\Omega_2(\alpha, \beta) &= \frac{1}{4} - \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \right) \\ &- \sum_{i=0}^{N_T-1} \frac{V(i)\sqrt{\alpha}}{C2\pi\sqrt{\alpha+2C}} \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\alpha+2C}{\beta}} \right),\end{aligned}\tag{A10}$$

em que $C = 1, \dots, N_T$.

Referências Bibliográficas

- [1] B. D. Evans and K. Baughan, “Visions of 4G,” *IEEE Electronics and Communications Engineering Journal*, pp. 293–303, December 2000.
- [2] N. Al-Dhahir, C. Fragouli, A. Stamoulis, W. Younis, and R. Calderbank, “Space-time processing for broadband wireless access,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 9, pp. 136–142, September 2002.
- [3] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, October 1998.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March 1998.
- [5] B. Hassib and B. Hochwald, “High-rate codes that are linear in space and time,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 7, pp. 1804–1824, July 2002.
- [6] R. W. Heath Jr. and A. J. Paulraj, “Linear dispersion codes for MIMO systems based on frame theory,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 10, pp. 2429–2441, October 2002.
- [7] X. Wang, V. Krishnamurthy, and J. Wang, “Stochastic gradient algorithms for design of minimum error-rate linear dispersion codes in MIMO wireless

- systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 4, pp. 1242–1255, April 2006.
- [8] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [9] T. S. Rappaport, *Wireless Communications – Principles and Practice*. NJ, USA: Prentice-Hall, 1996.
- [10] D. Gore and A. Paulraj, “Space-time block coding with optimal antenna selection,” in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Salt Lake City, UT, May 2001, pp. 2441–2444.
- [11] T. K. Y. Lo, “Maximum ratio transmission,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, October 1999.
- [12] D. J. Love and R. W. Heath Jr., “Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 7, pp. 1102–1110, July 2003.
- [13] A. Narula, M. J. Lopez, M. D. Trott, and G. W. Wornell, “Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1423–1436, October 1998.
- [14] R. W. Heath Jr. and A. Paulraj, “A simple scheme for transmit diversity using partial channel feedback,” in *Proc. 32nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California, November 1998, pp. 2441–2444.
- [15] D. J. Love and R. W. Heath Jr., “Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735–2747, October 2003.
- [16] C. R. Murthy and D. Rao, “Quantization methods for equal gain transmission with finite rate feedback,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 233–245, January 2007.

- [17] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2562–2579, October 2003.
- [18] D. Gore and A. Paulraj, "MIMO antenna subset selection with space-time coding," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, December 2002.
- [19] X. Lu, L. Dai, M. Zhao, and J. Wang, "Optimized parameter design of linear dispersion codes in MIMO channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC)*, Orlando, Florida, October 2003, pp. 433–437.
- [20] W. H. Wong and E. G. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selection and power control," *IEEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 4, pp. 379–381, February 2003.
- [21] Z. Chen, B. Vucetic, J. Yan, and K. Lo, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. Technology (ICCT)*, Beijing, China, April 2003, pp. 1532–1536.
- [22] I. Bahceci, T. M. Duman, and Y. Altunbasak, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Info. Theory (ISIT)*, Yokohama, Japan, June-July 2003, p. 93.
- [23] R. Machado and B. F. Uchôa-Filho, "A hybrid transmit antenna/code selection scheme using space-time block codes," in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. (WCNC)*, Atlanta, GE, March 2004, pp. 2469–2473.
- [24] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehic. Tecnology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, July 2005.

- [25] R. Machado and B. F. Uchôa-Filho, "Space-time block coding with hybrid transmit antenna/code selection," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, Paris, France, June 2004, pp. 819–822.
- [26] S. Şahin, M. E. Çelebi, and . Aygölü, "Space diversity schemes with feedback for three transmit antennas," *AEÜ-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60, no. 8, pp. 613–617, September 2006.
- [27] R. Machado and B. F. Uchôa-Filho, "Extended techniques for transmit antenna selection with STBCs," *IEEE Journal of Communication and Information Systems (JCIS)*, vol. 21, no. 3, pp. 188–195, December 2006.
- [28] J. Akhtar and D. Gesbert, "Partial feedback based orthogonal block coding," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC-Spring)*, Orlando, Florida, April 2003, pp. 287–291.
- [29] —, "Extending orthogonal block codes with partial feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1959–1962, November 2004.
- [30] R. Machado, R. dos Santos e B. F. Uchôa-Filho, "Sobre os códigos grupo-coerentes," in *Proc. XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'05)*, Campinas, Brasil, Setembro 2005.
- [31] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity - Part I: System description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, November 2003.
- [32] —, "User cooperation diversity - Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948, November 2003.
- [33] J. N. Laneman, G. W. Wornell, and D. N. C. Tse, "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory (ISIT)*, Washington, DC, June 2004, p. 294.

- [34] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, December 2004.
- [35] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [36] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperation diversity through coding," in *Proc. IEEE Int. Symp. Info. Theory (ISIT)*, Lausanne, Switzerland, June-July 2002, p. 220.
- [37] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Optimum power control over fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1468–1489, July 1998.
- [38] T. M. Duman and A. Ghrayeb, *Coding for MIMO Communication Systems*. New York: John Wiley & Sons, 2007.
- [39] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity through coded cooperation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 283–289, February 2006.
- [40] Y. Cao, B. Vojcic, and M. Souryal, "User-cooperative transmission with channel feedback in slow fading environment," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC-Fall)*, Los Angeles, CA, September 2004, pp. 2063–2067.
- [41] N. Ahmed, M. A. Khojastepour, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Outage minimization with limited feedback for the fading relay channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 4, pp. 659–669, April 2006.
- [42] R. Machado, "Códigos espaço-temporais de bloco com seleção híbrida antena/código na transmissão," *Dissertação de Mestrado*, Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.
- [43] J. Akhtar and D. Gesbert, "Extending orthogonal block codes with partial feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1959–1962, November 2004.

- [44] R. Machado e B. F. Uchôa-Filho, “Códigos de dispersão linear para canais MIMO com realimentação limitada,” in *Proc. XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT’07)*, Recife, PE, Setembro 2007.
- [45] R. Machado, B. F. Uchôa-Filho, and T. M. Duman, “Linear dispersion codes for MIMO channels with limited feedback,” in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. (WCNC)*, Las Vegas, NE, March-April 2008, pp. 199–204.
- [46] —, “A cooperative diversity scheme with partial channel knowledge at the cooperating nodes,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, Beijing, China, May 2008, pp. 4580–4585.
- [47] R. Machado e B. F. Uchôa-Filho, “Esquema de diversidade cooperativa com conhecimento parcial do canal nos nós cooperadores,” in *Proc. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT’08)*, Rio de Janeiro, RJ, (Aceito para publicação) 2008.
- [48] V. Tarokh and H. Jafarkhani, “A differential detection scheme for transmit diversity,” *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 18, no. 7, pp. 1169–1174, July 2002.
- [49] M. Uysal and C. N. Georgiades, “Non-Orthogonal space-time block codes for 3Tx antennas,” *IEEE Electronics Lett.*, vol. 38, no. 25, pp. 1689–1691, December 2002.
- [50] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [51] E. G. Larsson and P. Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [52] H. A. David and H. N. Nagaraja, *Order statistics*. New York: John Wiley & Sons, 2003.

- [53] Z. Chen, B. Vucetic, J. Yuan, and K. L. Lo, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Inform. Theory (ISIT)*, Yokohama, Japan, June-July 2003, p. 94.
- [54] Z. Chen, B. Vucetic, J. Yuan, and Z. Zhou, "Performance analysis of the Alamouti scheme with transmit antenna selection in Rayleigh fading channels," *IEEE Electronic Letters*, vol. 39, no. 23, November 2003.
- [55] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs. Tech. Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [56] M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, "Lattice code decoder for space-time codes," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 5, pp. 166–169, May 2000.
- [57] B. Dong, X. Wang, and A. Doucet, "A new class of soft MIMO demodulation algorithms," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 11, pp. 2752–2763, November 2003.
- [58] G. J. Foschini, G. Golden, R. Valenzuela, and O. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, November 1999.
- [59] D. Gesbert, "Minimum-error linear receivers for ill-conditioned MIMO channels," in *Proc. IEEE Workshop Signal Process. Advances in Wireless Commun. (SPAWC)*, Rome, Italy, June 2003, pp. 462–466.
- [60] E. C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Advanced Applied Probability*, vol. 3, pp. 120–154, 1971.
- [61] T. M. Cover and A. E. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, September 1979.
- [62] T. Zhang, "Partial converse for a relay channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 34, no. 5, pp. 1106–1110, September 1988.

- [63] C. M. Zeng, F. Kuhlmann, and A. Buzo, “Achievability proof of some multiuser channel coding theorems using backward decoding,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 35, no. 6, pp. 1160–1165, November 1989.
- [64] J. A. Thomas, “Feedback can at most double Gaussian multiple access channel capacity,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 33, no. 5, pp. 711–716, September 1987.
- [65] P. Vanroose and E. C. van der Meulen, “Uniquely decodable codes for deterministic relay channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 38, no. 4, pp. 1203–1212, July 1992.
- [66] J. N. Laneman and G. W. Wornell, “Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, October 2003.
- [67] P. Gupta and P. R. Kumar, “Towards an information theory of large networks: An achievable rate region,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 8, pp. 1877–1894, August 2003.
- [68] L.-L. Xie and P. R. Kumar, “An achievable rate for the multiple-level relay channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1348–1358, April 2005.
- [69] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, “Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 9, pp. 3037–3063, May 2005.
- [70] G. Kramer, “Models and theory for relay channels with receive constraints,” in *Proc. Allerton Conf. Communications, Control, and Computing*, Monticello, IL, September 2004.
- [71] S. Wei, D. Goeckel, and M. Valenti, “Asynchronous cooperative diversity,” *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1547–1557, June 2006.

- [72] D. Chen and N. J. Laneman, "Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 5, no. 7, pp. 1785–1794, July 2006.
- [73] R. U. Nabar and H. Bölcskei, "Space-time signal design for fading relay channels," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, San Francisco, CA, December 2003, pp. 1952–1956.
- [74] Y. Jing and B. Hassib, "Wireless networks, diversity, and space-time codes," in *Proc. IEEE Inf. Theory Workshop. (ITW)*, San Antonio, TX, October 2004, pp. 463–468.
- [75] K. Azarian, H. E. Gamal, and P. Schniter, "On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4152–4172, December 2005.
- [76] P. Mitran, H. Ochia, and V. Tarokh, "Space-time diversity enhancements using collaborative communications," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 6, pp. 2041–2057, June 2005.
- [77] L. Tao, L. Xiang-Ming, and Y. Guang-Xin, "Performance estimating for space-time block coded cooperative communication system," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., Circuits and Systems (ICCCAS)*, Guilin, China, June 2006, pp. 1031–1034.
- [78] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [79] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [80] J. W. Craig, "A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM)*, Boston, MA, November 1991, pp. 571–575.

- [81] M. R. Spiegel and J. Liu, *Mathematical Handbook of Formulas and Tables*. 2nd edition: McGraw-Hill, 1999.